Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 6

Anno XXII - Giugno 1950

LIRE DUECENTO

elenco inserzionisti

TRIESTE: Commerciale Adriatica - Via Risorta, 2 - Tel. 90.173

TORINO: Moncenisio - Via Montecuccoli, 6 - Tel. 42.517

Chiedete il Catalogo Generale N. 31

LESA S. A. MILANO - VIA BERGAMO 21

Per Luglio, Agosto, Settembre

la Ditta:

RADIO AURIEMMA

VIA ADIGE 3 - TELEFONO 57.61.90

CORSO ROMA 111 - TELEFONO 58.06.10

Vende il nuovo materiale a prezzi molto bassi.

I Rivenditori, i Tecnici, i Dilettanti, troveranno quanto loro interessa per i montaggi di apparecchi radio.

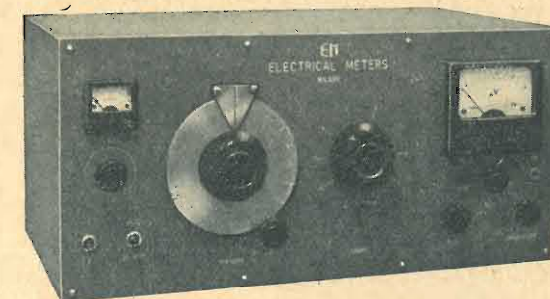
MATERIALE SPECIALE

Tutta la gamma di strumenti di misura

Tutte le lampade speciali per segnalazioni e per cinematografia.

PREGHIAMO AFFRANCARE RISPOSTA

ELECTRICAL METERS

VIA BREMBO 3 - MILANO - TEL. 58.42.88

GENERATORE SEGNALI

RADIO PROFESSIONALE
RADIO TELEFONI
TRASMETTITORI ONDE CORTE
TRASMETTITORI ULTRA CORTE

COLLEGAMENTI - PONTI RADIO

STRUMENTI DI MISURA
- per radio tecnica
- industriali
- da laboratorio

Dätwyler

S.A.

Manufacture Suisse de Fils, Câbles et Caoutchouc

S. R. L. CONDUTTORI ELETTRICI

Carlo Erba

MILANO - VIA CLERICETTI N. 40

TELEFONO 292.867

Ufficio vendita di Roma:

Rag. G. ERBA

VIA RENO 27 - TELEFONI 86.11.12 - 48.80.23

Rappresentante per l'Italia della

Dätwyler A G Altdorf Uri.

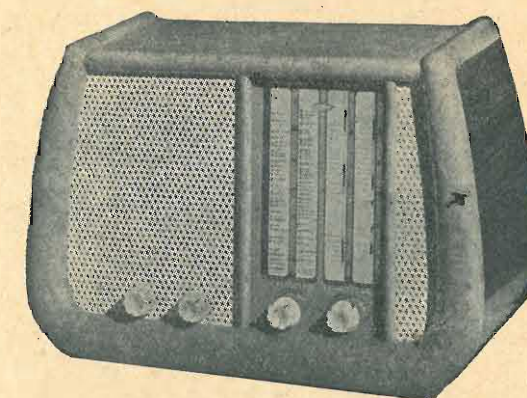
Fili isolati di tutti i tipi e misure

Pirelli

Conduttori speciali per radio, telefonia e televisione, e fili per resistenze elettriche

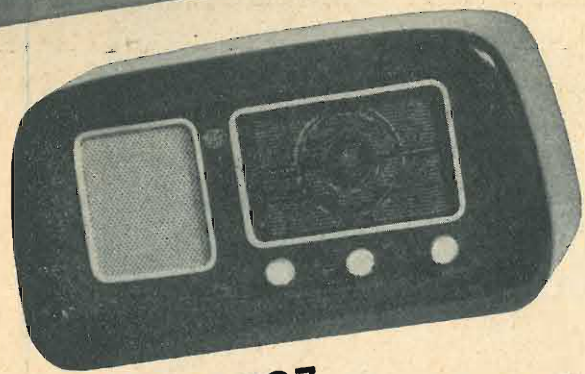
Importante e fornito deposito di tutti i tipi più correnti e tipi speciali

Mod. 543

Supereterodina 5 valvole serie rossa Philips - 4 gamme d'onda - Sintona a permeabilità variabile - Altoparlante alnico V° - Potenza d'uscita 4 W.
Dimensioni cm. 52 x 35 x 25

Mod. 542

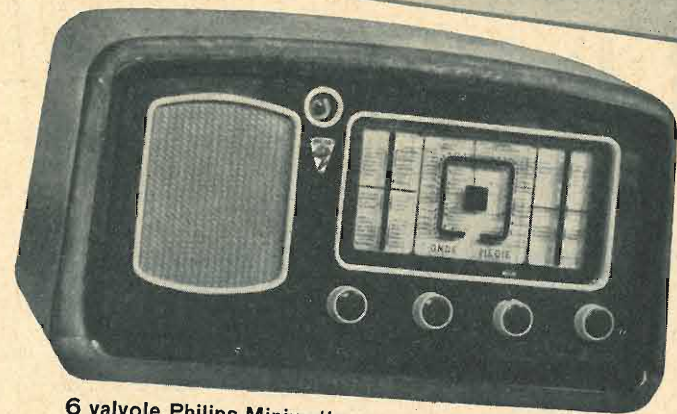
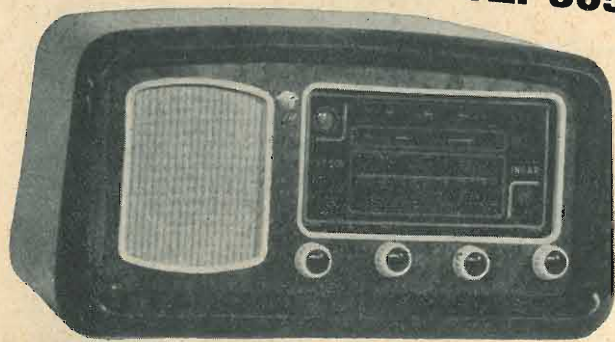
Supereterodina 5 valvole Rimlock - 4 gamme d'onda - Sintonia a permeabilità variabile - Altoparlante alnico V° - Potenza d'uscita 3 W.
Dimensioni cm. 53 x 28 x 20

RAPPRESENTANTE GENERALE:

DITTA FARINA - Via Arrigo Boito, 8 - **MILANO** - Telefoni 86.929 - 153.167

mod. VZ. 507

5 valvole Rimlock. 3 gamme d'onda. Circuito di bassa frequenza di particolare concezione. Dimens. cm. 28 x 20 x 50. Peso Kg. 6,500.

6 valvole Rimlock compreso occhio magico. 3 gamme d'onda. Dimens. cm. 59 x 23 x 21. Peso Kg. 10.

mod. VZ. 505

6 valvole Philips-Miniwatt compreso occhio magico. 3 gamme d'onda. Dimens. cm. 62 x 34 x 29. Peso Kg. 12.

mod. LV. 57

6 valvole Philips-Miniwatt compreso occhio magico. Regolatore di tono. 3 gamme d'onda. Dimens. cm. 64 x 27 x 35. Peso Kg. 13

mod. LV. 501

INCAR 1950

mod. LV. 501 RF. Midget

E' la versione fono del mod. LV 501.

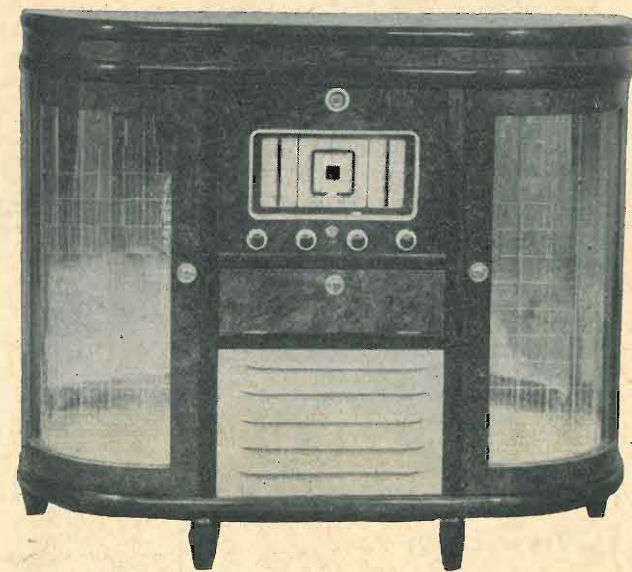
mod. VZ. 701 RF.

8 valvole compreso occhio magico. 4 gamme d'onda. Potenza 10 W. Dimens. cm. 92 x 48 x 92. Peso Kg. 85.

Industria Nazionale
Costruz. Apparecchi Radio

VERCELLI

Piazza Cairoli, 1 - Tel. 2347

mod. LV. 57 RFB.

E' la versione fonobar del mod. LV 57.

6

GIUGNO 1950

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Comitato Direttivo:
prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - ing. Marino della Rocca - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Camillo Jacobacci - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz.
Direttore responsabile . . . . **Leonardo Bramanti**
Direttore amministrativo . . . . **Donatello Bramanti**
Direttore pubblicitario . . . . **Alfonso Giovene**
Consigliere tecnico . . . . **Giuseppe Ponzoni**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

LA RELATIVITÀ DI ALBERT EINSTEIN

Alberto Einstein annunzia al mondo di aver completato la teoria unitaria della gravitazione e dell'elettromagnetismo. Per chiunque voglia mettersi in grado di comprendere domani il recente frutto della sua formidabile mente, la Editrice Il Rostro ha pubblicato un volumetto: **Ing. A. Nicolich, « La relatività di A. Einstein ».** Le sue 100 pagine possono familiarizzare ognuno cogli straordinari concetti informatori della nuova scienza, quali lo spazio-tempo tetradimensionale, la limitazione dell'universo, la moderna interpretazione della gravitazione universale, le geometrie non euclidee, le geodetiche del cronotopo, la curvatura degli iperspazi, la massa dell'energia atomica etc.

Dott. Ing. DONATO PELLEGRINO

BOBINE PER BASSE FREQUENZE

avvolte su nuclei di ferro laminato

« L'opera dell'Ing. Donato Pellegrino racchiude il risultato di una lunga esperienza e di un metodico studio indirizzato al perfezionamento delle bobine e al miglioramento del loro fattore di merito. Nella esposizione chiara e dettagliata, l'Autore parte da leggi fondamentali ben note, in base alle quali sviluppa organicamente la teoria, le applicazioni, le misure, il progetto delle bobine. Così il libro fornisce la possibilità di costruire con razionali procedimenti industriali ed economici, realizzando nello stesso tempo elevati fattori di merito. In complesso il libro, che riunisce tutto quanto può interessare questo particolare argomento, rappresenta un contributo importante al perfezionamento della tecnica che oggi deve essere la principale meta della umanità per la sua resurrezione economica e sociale ». (Dalla presentazione del Ch.mo Prof. Ing. Enzo Carlevaro del Politecnico di Napoli).

Il volume di XX-126 pagine, con 38 figure, numerose tabelle ed esempi di calcolo, tratta lo studio razionale del funzionamento elettrico, la teoria generale, il progetto, il collaudo e le misure su circuiti equivalenti. L. 500

Dott. Ing. G. MANNINO PATANÈ

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA

AD USO DEI RADIOTECNICI

Il volume, di VIII-90 pagine, con 49 illustrazioni e VIII tabelle, redatto in forma elementare, richiama tra le funzioni trigonometriche e sinoidali quelle che trovano applicazione in radiotecnica. E quale sia l'importanza delle funzioni suddette è ben noto. Gli esempi riportati nelle parti terza e quarta del volume ne dànno un'idea. Essi sono il noto procedimento dello sviluppo in serie di Fourier, applicabile ad un'ampia classe di funzioni non sinusoidali del tempo, la espressione analitica del fattore di distorsione e la trattazione analitica delle modulazioni in ampiezza, in fase e in frequenza.

La giusta fama dell'Ing. G. Mannino Patanè autore di pregevoli pubblicazioni è garanzia della serietà con la quale è stato redatto il volume. L. 500

DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO

ITALIANO-INGLESE INGLESE-ITALIANO

di LUIGI BASSETTI

Questo volume raccoglie, in circa 300 pagine di fitta composizione tipografica, tutte le abbreviazioni, i simboli, i vocaboli della letteratura radiotecnica anglosassone; le tabelle di conversione delle misure inglesi non decimali nelle corrispondenti unità metriche decimali (pollici, pollici quadrati, mils, mils circolari, spire per pollice, spire per pollice quadrato, piedi, piedi quadrati, piedi di libbra, ecc.); le tabelle di conversione delle unità di misura del lavoro, della potenza e della pressione; le tabelle di conversione dei calibri dei conduttori di rame del sistema inglese ed americano (gauges) nel sistema metrico decimale, ecc. E' un volume veramente indispensabile ai tecnici, agli studiosi, agli amatori, a tutti coloro che anche saltuariamente si trovano a contatto con pubblicazioni tecniche anglosassoni.

E' in vendita in due edizioni:

legato in cartoncino con elegante sovraccoperta a colori L. 900

legato in tutta tela con impressioni in oro, stampato su carta speciale tipo india L. 1100

EDIT. IL ROSTRO - MILANO - VIA SENATO 24

GELOSO

BOLLETTINO TECNICO GELOSO

N. 41

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Ricerca del sistema di trasmissione più conveniente derivante dall'uso combinato di AM e FM per i segnali di immagine e per gli impulsi di sincronismo

Antonio Nicolich

Poniamoci la seguente domanda: l'uso generalmente adottato per i trasmettitori televisivi di potenza della modulazione di ampiezza per i segnali immagine e di sincronizzazione è il più conveniente per l'utilizzazione massima delle possibilità di potenza del trasmettitore?

La risposta è negativa perchè, come si dimostrerà nel seguito, la modulazione di ampiezza acconsente di sfruttare solo il 50% della capacità del trasmettitore funzionante col sistema a banda laterale unica.

E' noto che la modulazione di frequenza (FM) è impiegata per la radiodiffusione televisiva esclusivamente per la trasmissione del canale sonoro relativo alla visione, mentre i segnali video cadono nel dominio incontrastato della modulazione di ampiezza (AM). E' però evidente che questo non è il solo metodo possibile; ad es. nell'esercizio dei ponti radio per televisione il video viene irradiato con modulazione di frequenza. Si può anche pensare alla trasmissione separata del segnale d'immagine vero e proprio modulato con l'un sistema, dai segnali di sincronismo modulati con l'altro sistema; infine è pure pensabile di applicare contemporaneamente entrambi i metodi di modulazione sia all'immagine, sia al sincronismo. Le 9 combinazioni possibili sono indicate nel seguente specchietto:

Metodo N.°	Immagine	Sincronizzazione
1	AM	AM
2	FM	FM
3	AM	FM
4	FM	AM
5	AM	AM + FM
6	FM	AM + FM
7	AM + FM	AM
8	AM + FM	FM
9	AM + FM	AM + FM

Analizziamo ora i 9 casi prospettati, assumendo le seguenti ipotesi, che rappresentano le condizioni normali di esercizio:

a) Sistema di trasmissione a banda laterale unica.

b) La caratteristica di frequenza del ricevitore è quella standard per la ricezione con sistema a banda laterale unica e modulazione di ampiezza, secondo il metodo RA (Receiver attenuation) di attenuazione a metà (6 dB) della portante in ricezione. Si ricorda che siffatta attenuazione è necessaria per ridurre la distorsione che sorgerebbe con l'adozione del metodo a banda laterale unica se la portante fosse mantenuta al suo pieno valore. Per maggiori dettagli rimandiamo a « *l'antenna* », XXI, n. 7, luglio 1949, pagg. 277 e 283.

c) Nei casi nei quali si impiega la modulazione di frequenza, si sfrutta per la discriminazione, ossia per la traduzione delle variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza del segnale, la caratteristica stessa di frequenza del ricevitore menzionata in *b*). E' chiaro infatti che, se tale caratteristica è lineare, ad uno spostamento di frequenza corrisponde una proporzionale variazione di ampiezza, ottenendo così l'effetto discriminatore desiderato. In fig. 1 è tracciata tale caratteristica nel caso ideale che essa sia perfettamente rettilinea. In ascisse si è riportata la frequenza ricevuta e in ordinate l'ampiezza della tensione corrispondente.

Conviene a questo punto ricordare che in FM la variazione Δf di frequenza proporzionale all'intensità del segnale modulante, è simmetrica rispetto alla frequenza portante centrale solo se l'oscillazione modulante presenta le semionde positive della stessa forma e della stessa ampiezza delle semionde negative (per es. la forma sinoidale); se, per contro, le semionde di un segno sono diverse dalle semionde dell'altro segno, le variazioni $\Delta f+$ in più rispetto alla portante saranno di entità diversa di quella delle variazioni $\Delta f-$ in meno. Nel caso della televisione in cui il segnale video (immagine più sincronismo) è unidirezionale, ossia formato da impulsi tutti in uno stesso senso, la variazione Δf prodotta modulando una portante col segnale video, avviene in un solo senso: o tutta in più, o tutta in meno rispetto alla portante, in dipendenza della polarità assunta per la modulazione, ossia, a seconda che gli impulsi modulatori siano positivi, ovvero negativi con riferimento ad un asse base. Il primo caso si presenta quando si adotta la modulazione positiva (Δf massimo e massima frequenza irradiata in corrispondenza del massimo bianco; $\Delta f = 0$ e minima frequenza in corrispondenza del massimo nero); il secondo caso si presenta quando si adotta la modulazione negativa ($\Delta f = 0$ e massima frequenza irradiata in corrispondenza del massimo nero; Δf massimo e minima frequenza in corrispondenza del massimo bianco). In pratica si assume come asse di riferimento il livello del nero o piedestallo, rispetto al quale il segnale immagine e gli impulsi di sincronismo giacciono da bande opposte; precisamente: con la modulazione positiva i segnali di sincronismo sono in meno, i segnali immagine sono in più; con la modulazione negativa avviene precisamente il contrario.

Ne consegue che, in FM, assumendo come frequenza portante quella in corrispondenza di un'immagine tutta nera (condizione di assenza di modulazione) e nell'ipotesi di modulazione negativa, i picchi degli impulsi di sincronismo, risultando positivi, producono un aumento di frequenza pari al 25% della variazione

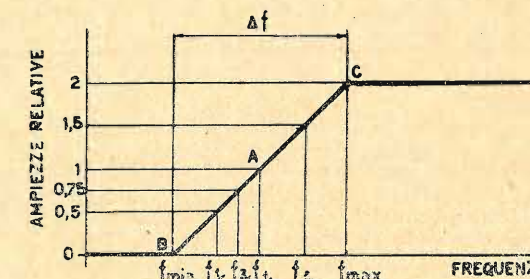



FIG. 1 - *Caratteristica del ricevitore.*

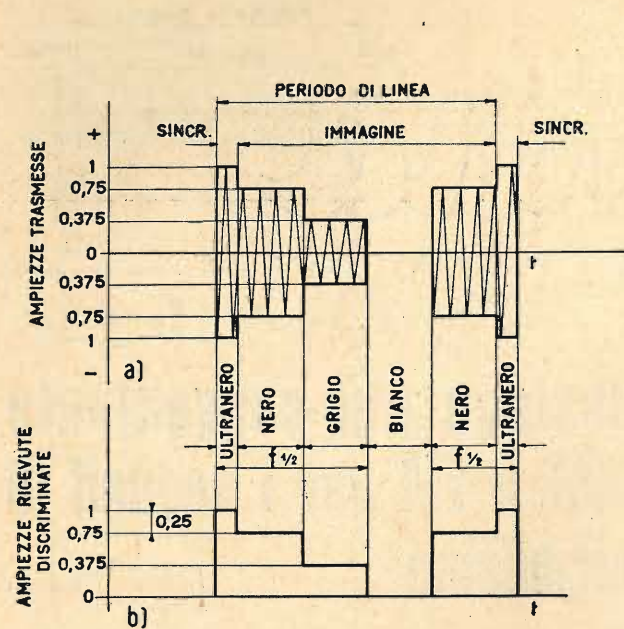



FIG. 2 - *AM per immagine e sincronismo.*

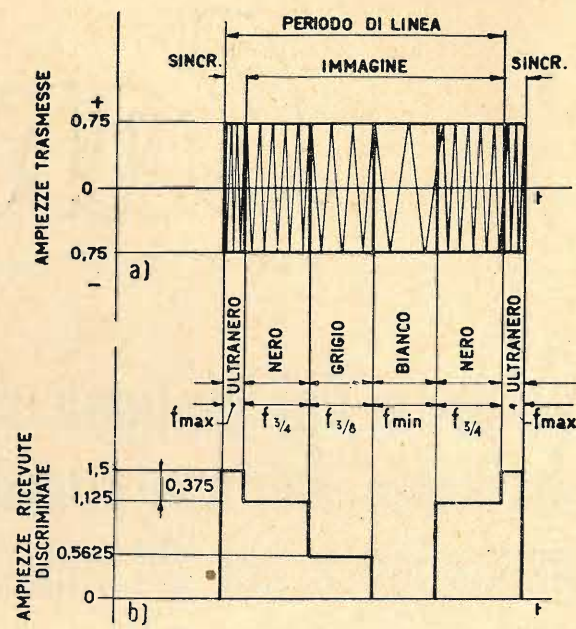
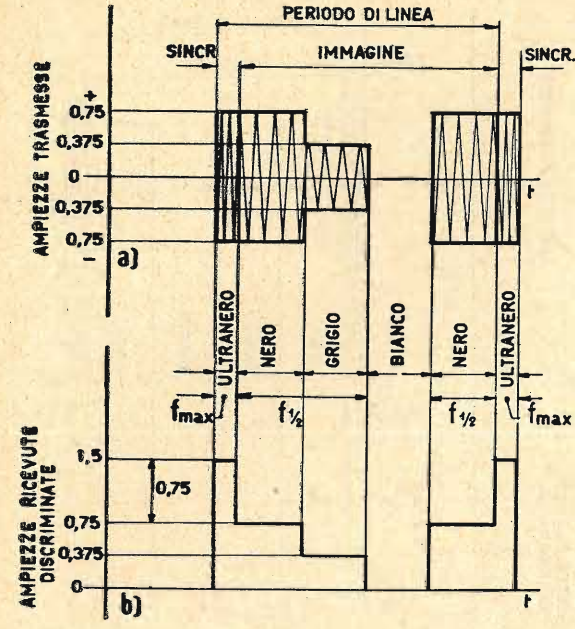
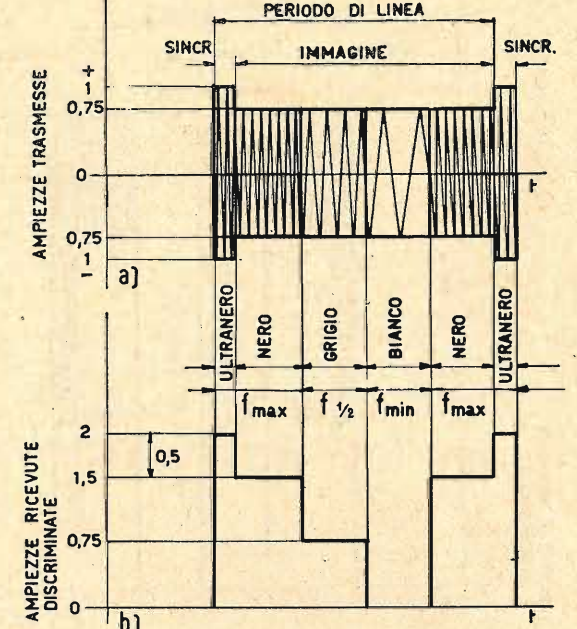



FIG. 3 - *FM per immagine e sincronismo.*

Δf totale generata dal dispositivo modulatore, mentre i segnali immagine producono una diminuzione pari al 75% dello stesso Δf. In fig. 1 si è posto $\Delta f = f_{max} - f_{min}$. Per tinte dell'immagine comprese tra il massimo bianco e il massimo nero, si hanno spostamenti di frequenza $k\Delta f$ essendo $0 \leq k \leq 1$. Le conseguenti variazioni di ampiezza della tensione discriminata ricevuta sono direttamente proporzionali alle variazioni $k\Delta f$ di frequenza. Il punto di lavoro si sposta da B in cui l'ampiezza è ridotta a zero, al ginocchio superiore C, cui compete l'ampiezza relativa 2, che è anche il suo massimo valore. Ciò significa che la tensione disponibile in corrispondenza di f_{max} è doppia di quella relativa al punto di mezzo A della caratteristica del ricevitore, punto di coordinate $[f_{max} - (\Delta f/2)]$ e 1, che è il punto di lavoro nel caso in cui si pratichi la AM. L'ampiezza della tensione discriminata si ottiene dall'ampiezza del segnale trasmesso moltiplicandola per un coefficiente a proporzionale al valore della frequenza istantaneamente trasmessa, secondo la seguente tabella che contempla le frequenze di maggior interesse. Si riconosce immediatamente che $a = 2k$.

k	frequenza	a
1	f_{max}	2
$\frac{3}{4}$	$f_{3/4} = f_{max} - \frac{\Delta f}{4}$	1,5
$\frac{1}{2}$	$f_{1/2} = f_{max} - \frac{\Delta f}{2}$	1
$\frac{3}{8}$	$f_{3/8} = f_{max} - \frac{5\Delta f}{8}$	0,75
$\frac{1}{4}$	$f_{1/4} = f_{max} - \frac{3\Delta f}{4}$	0,5
0	f_{min}	0

Poichè la ricezione sulla frequenza centrale $f_{1/2}$ lascia inalterate le ampiezze essendo per essa $a = 1$, si assume la $f_{1/2}$ come frequenza di riferimento, per cui si può dire che l'ampiezza della tensione ricevuta alla generica frequenza f (compresa fra f_{min} e f_{max}) si ottiene moltiplicando per il coefficiente a l'ampiezza che il segnale avrebbe se fosse ricevuto su $f_{1/2}$.

d) Il livello del nero viene trasmesso con ampiezza pari a ¾ della massima ricavabile dal trasmettitore. Questo livello rappresenta l'onda continua di uscita irradiata in entrambi i casi di AM e FM. Il massimo suddetto posto uguale a 1, operando con AM, è raggiunto durante i picchi della tensione degli impulsi di sincronizzazione. Queste condizioni sono normalmente realizzate in pratica.

e) Nei casi nei quali si impiega la modulazione di ampiezza avendo assunta la polarità negativa di modulazione, la trasmissione avviene con frequenza portante $f_{1/2}$ corrispondente al punto centrale A di fig. 1. La tensione del picco di sincronismo in ricezione raggiunge l'ampiezza relativa 1, il livello del nero ampiezza ¾; il grigio ampiezza ⅜; il bianco ampiezza 0. Si è supposto che alla formazione del grigio concorrano in egual misura il bianco e il nero. Si ammette che il ricevitore riceva alla frequenza $f_{1/2}$ l'intera onda trasmessa come specificato in *d*).

f) Nelle figure che seguono si è supposto che l'immagine trasmessa sia costituita dalla successione di una banda nera, di una grigia, di una bianca, e infine nuovamente di una nera.

Questa successione si ripete ad ogni linea, quindi è separata dalla precedente e dalla seguente dagli impulsi sincronizzanti di linea.

g) Come conseguenza di *c*) ed *e*) l'ampiezza discriminata del bianco è sempre nulla. In realtà ciò non è rigorosamente esatto, perchè il massimo bianco non è mai sufficiente a raggiungere il 100% di modulazione di ampiezza, infatti secondo lo standard RMA la massima profondità concessa è variabile fra il 90 e 95%; il segnale residuo sarebbe in tal caso trasmesso sulla frequenza $f_{1/2}$ quando si usa la AM. Nei casi in cui si usa la FM il bianco viene trasmesso sulla f_{min}, ma la sua ampiezza in ricezione è ridotta a zero, giusta la caratteristica di frequenza del ricevitore rappresentata in fig. 1. Nelle figg. 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10 si è rappresentata in *a*) la forma d'onda di uscita del trasmettitore prima del filtro attenuatore della banda laterale; in *b*) si è rappresentata la corrispondente forma d'onda ricevuta dopo la discriminazione, ma prima della separazione dei segnali immagine dagli impulsi di sincronismo. Le frequenze di lavoro sono quelle indicate in fig. 1.

CASO 1° — Modulazione di ampiezza per entrambi i segnali di immagine e di sincronismo.

La frequenza portante di lavoro essendo $f_{1/2}$ le ampiezze non subiscono alterazione, perciò la tensione discriminata coincide in valore con la tensione trasmessa; la sua forma ripete quella dell'inviluppo dell'onda modulata irradiata. Il rapporto immagine/sincr. al livello del nero vale: 0,75/0,25 = 3.

CASO 2° — Modulazione di frequenza per entrambi i segnali di immagine e di sincronismo.

L'onda continua trasmessa ha ampiezza 0,75.

La massima frequenza di trasmissione f_{max} si verifica in corrispondenza del picco di sincronismo; in conseguenza per le varie tinte si hanno le seguenti relazioni fra le frequenze e le ampiezze discriminate:

FIG. 4 - *AM per l'immagine; FM per il sincronismo.*

FIG. 5 - *FM per l'immagine; AM per il sincronismo.*

Tinta	Frequenza	ampiezza discriminata $0,75 \times a$
ultranero (sincr.) .	f_{max}	1,5
nero	$f_{3/4}$	1,125
grigio	$f_{3/8}$	0,5625
bianco	f_{min}	0

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: 1,125/0,375 = 3, ossia è uguale al caso 1°, ma le ampiezze di tutti i segnali ricevuti sono ora una volta e mezza quelle del caso 1°; ciò che rappresenta una miglior utilizzazione della potenza del trasmettitore.

CASO 3° — Modulazione di ampiezza per il segnale di immagine, modulazione di frequenza per il segnale di sincronismo.

Il livello del nero trasmesso ha ampiezza 0,75.

La frequenza per il segnale di immagine è sempre $f_{1/2}$.

La frequenza per il segnale di sincronismo è f_{max}.

Le relazioni fra tinte, frequenza e ampiezze sono le seguenti:

Tinta	Frequenza	Ampiezza discriminata
ultranero (sincr.) .	f_{max}	1,5
nero	$f_{1/2}$	0,75
grigio	$f_{1/2}$	0,375
bianco	$f_{1/2}$	0

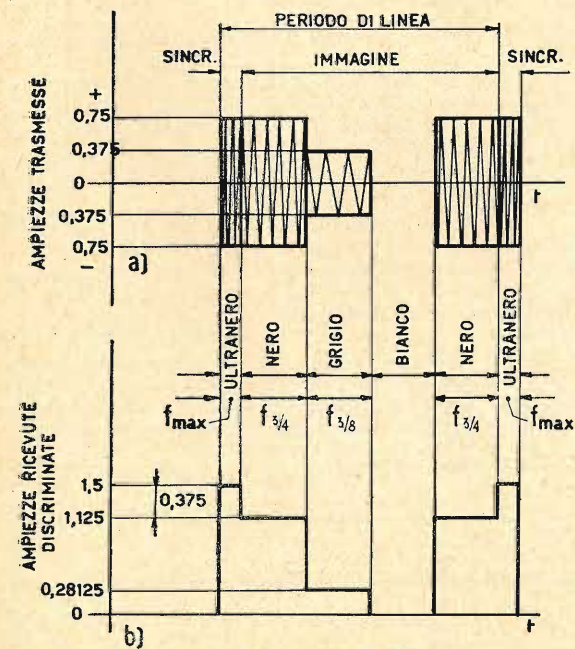



FIG. 6 - *AM per l'immagine; AM + FM per il sincronismo.*

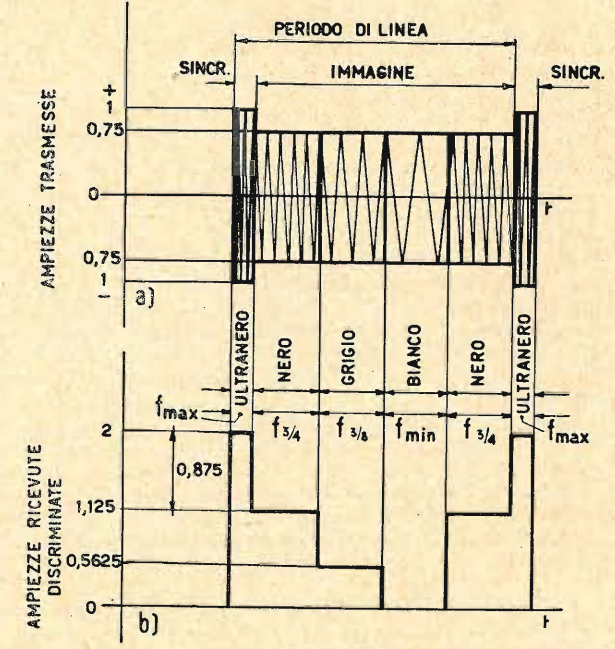



FIG 7 - *FM per l'immagine; AM + FM per il sincronismo.*

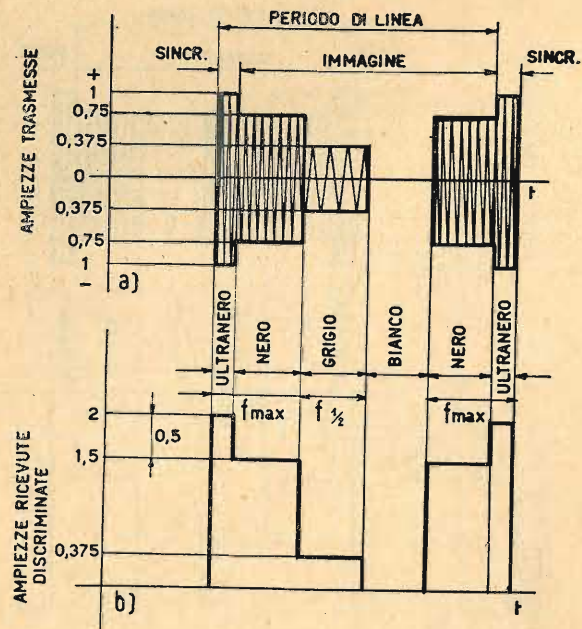



FIG. 8 *AM + FM per l'immagine; AM per il sincronismo.*

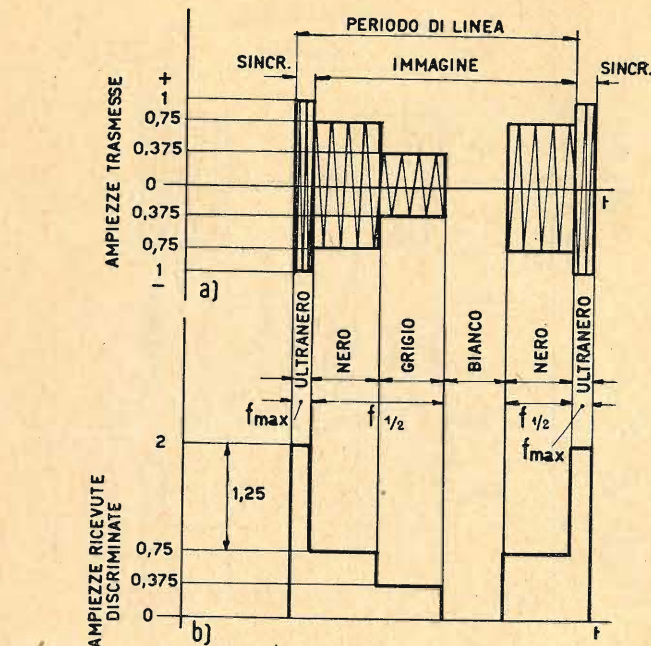



FIG. 9 - *AM + FM per l'immagine; FM per il sincronismo.*

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: 0,75/0,75 = 1.

In questo caso si ha dunque una sincronizzazione molto efficiente essendo il picco dell'impulso di linea sopra al livello del nero il triplo di quello del caso 1°; le ampiezze dei segnali video sono invece uguali nei casi 1° e 3°.

CASO 4° — Modulazione di frequenza per il segnale di immagine, modulazione di ampiezza per il segnale di sincronismo.

L'onda immagine trasmessa di ampiezza 0,75 è ora sufficiente a produrre uno spostamento di frequenza tale da far raggiungere alla portante trasmessa il valore f_{max} in corrispondenza del nero. Questo segnale viene perciò ricevuto al ginocchio superiore della caratteristica del ricevitore. L'impulso di sincronismo viene irradiato alla frequenza f_{max} e con ampiezza 1, poichè, essendosi assunta per esso la AM, la sua ampiezza deve stare a quella del livello del nero come 4 a 3.

Le relazioni fra tinte, frequenza e ampiezza sono le seguenti:

Tinta	Frequenza	Ampiezza discriminata
ultranero (sincr.) .	f_{max}	2
nero	f_{max}	1,5
grigio	$f_{1/2}$	0,75
bianco	f_{min}	0

Il rapporto immagine/sincronismo al livello nero vale: 1,5/0,5=3.

La massima ampiezza raggiunta dai segnali discriminati è ora 2, cioè doppia di quella del caso 1°. Con questo metodo di modulazione si ottiene dunque un raddoppiamento di tutti i segnali utili, ciò che è particolarmente utile in ricezione, perchè acconsente una sincronizzazione efficientissima, richiede una minor sensibilità del ricevitore, il che permette di diminuire gli stadi di amplificazione, ovvero a parità di sensibilità, permette di ottenere immagini brillanti mantenendo il regolatore di volume in una posizione arretrata con conseguente miglioramento del rapporto segnale/disturbo.

CASO 5° — Modulazione di ampiezza per il segnale di immagine; modulazione di ampiezza e di frequenza per il segnale di sincronismo.

I segnali di immagine essendo trasmessi alla frequenza centrale $f_{1/2}$ non subiscono alterazioni di ampiezza, mentre la tensione discriminata del picco sincronizzante raggiunge il massimo relativo uguale a 2 perchè trasmesso con ampiezza 1 alla frequenza f_{max}.

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: $0,75/1,25 = {}^3/_5$.

Confrontando le condizioni attuali col caso 1° si nota l'intensità di sincronizzazione grandemente aumentata, ciò non costituisce un vantaggio notevole, perchè il livello del nero a ¾ dell'ampiezza totale è sufficiente a mantenere il sincronismo. Poichè il segnale di immagine viene riprodotto nella stessa intensità del 1° caso, il metodo ora contemplato non presenta grande interesse.

CASO 6° — Modulazione di frequenza per il segnale di immagine; modulazione di ampiezza e di frequenza per il segnale di sincronismo.

I segnali di immagine sono trasmessi al livello del nero con ampiezza 0,75 dell'onda continua; il picco di sincronismo è trasmesso a f_{max} per la MF e con ampiezza 1 per l'AM. La relazione fra tinte, frequenza e ampiezze sono le seguenti:

Tinta	Frequenza	Ampiezza discriminata
ultranero (sincr.) .	f_{max}	2
nero	$f_{3/4}$	1,125
grigio	$f_{3/8}$	0,5625
bianco	f_{min}	0

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: $1,125/0,875 = {}^9/_7$.

Con questo metodo di modulazione si ottiene, rispetto al caso 1°, un incremento di segnale immagine nel rapporto di $1,125/0,75 = {}^3/_2$, e un incremento di segnale sincronizzante nel rapporto di 2 a 1. Si ha dunque un vantaggio notevole per tutti due i segnali e una nuova utilizzazione della potenza del trasmettitore.

CASO 7° — Modulazione di ampiezza e frequenza per il segnale di immagine; modulazione di ampiezza per il sincronismo.

I segnali di immagine sono trasmessi con ampiezze proporzionali alle loro intensità e ricevute deformate per la FM; il livello del nero irradiato con ampiezza 0,75 è sufficiente a produrre uno spostamento di frequenza tale che sia raggiunta la frequenza f_{max}; questo segnale è perciò ricevuto al ginocchio superiore della caratteristica del ricevitore, quindi l'ampiezza discriminata è doppia di quella trasmessa; il picco di sincronismo è emesso sulla f_{max} e con intensità 1, che risulta doppia in ricezione.

Le relazioni fra tinte, frequenze, ampiezze sono le [illegible]ti:

Tinta	Frequenza	A[illegible] disc[illegible]
ultranero (sincr.) .	f_{max}	2
nero	f_{max}	1,[illegible]
grigio	$f_{1/2}$	0,3[illegible]
bianco	f_{min}	0

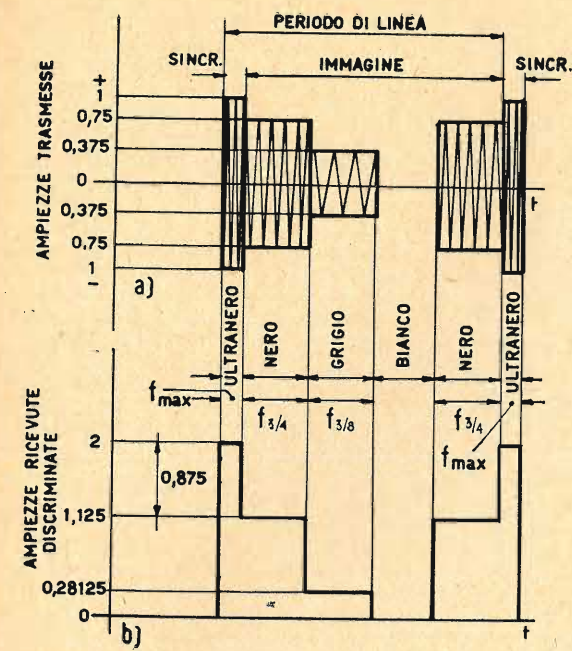



FIG. 10 - *AM + FM per entrambi immagine e sincronismo.*

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: 1,5/0,5 = 3.

Con questo metodo si ottengono in ricezione tensioni di entrambi i segnali utili esattamente doppie rispetto a quelle del caso 1°: esso risulta quindi molto vantaggioso.

CASO 8° — Modulazione di ampiezza e di frequenza per il segnale di immagine, modulazione di frequenza per il segnale di sincronismo.

Il picco della tensione di sincronismo viene trasmesso a motivo della FM sulla f_{max} e con ampiezza 0,75, conseguentemente al livello del nero competono la freq. $f_{3/4}$ e l'ampiezza 0,75 dell'onda continua. Il picco di sincronismo viene ricevuto con ampiezza doppia 1,5, mentre i segnali video hanno dopo la discriminazione ampiezze deformate rispetto a quelle trasmesse, perchè la FM porta tali segnali in punti diversi della caratteristica del ricevitore, che pertanto le amplifica diversamente.

Le relazioni fra tinte, frequenze e ampiezze sono le seguenti:

Tinta	Frequenza	Ampiezza discriminata
ultranero (sincr.) .	f_{max}	1,5
nero	$f_{3/4}$	1,125
grigio	$f_{3/8}$	0,28125
bianco	f_{min}	0

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: 1,125/0,375 = 3, cioè uguale al caso 1°; entrambi i segnali utili sono aumentati di 1 volta e mezza. Anche questo 8° metodo è dunque più vantaggioso del 1°.

CASO 9° — Modulazione di ampiezza e di frequenza per entrambi i segnali di immagine e di sincronismo.

Il picco della tensione di sincronismo è trasmesso con ampiezza 1 per la AM e sulla frequenza f_{max} per la FM; viene quindi ricevuto con ampiezza 2.

I segnali di immagine subiscono le stesse vicende del caso 8°.

Le relazioni fra tinte, frequenze e ampiezze sono le seguenti:

Tinta	Frequenza	Ampiezza discriminata
ultranero (sincr.) .	f_{max}	2
nero	$f_{3/4}$	1,125
grigio	$f_{3/8}$	0,28125
bianco	f_{min}	0

Il rapporto immagine/sincronismo al livello del nero vale: $1,125/0,875 = {}^9/_7$.

Paragonando al solito i risultati con quelli del caso 1°, si nota che mentre il segnale immagine è aumentato nel rapporto 1,5, il segnale di sincronismo è aumentato al doppio. Questo metodo presentando ampi segnali immagine è sempre preferibile al 1°, quantunque il picco di sincronismo venga eccessivamente esaltato.

I risultati dell'esame precedente sono riassunti nella seguente tabella:

Caso	Modulaz. immag.	Modulaz. sincron.	Ampiezza discrim. del segnale immag.	Ampiezza discrim. del segnale sincron.	Rapporto immag. sincron.
1°	AM	AM	0,75	1	3
2°	FM	FM	1,125	1,5	3
3°	AM	FM	0,75	1,5	1
4°	FM	AM	1,5	2	3
5°	AM	AM+FM	0,75	2	${}^3/_5$
6°	FM	AM+FM	1,125	2	${}^9/_7$
7°	AM+FM	AM	1,5	2	3
8°	AM+FM	FM	1,125	1,5	3
9°	AM+FM	AM+FM	1,125	2	${}^9/_7$

Da essa si deduce:

a) L'uso della modulazione di ampiezza (caso 1°) fornisce i risultati meno vantaggiosi perchè obbliga ad attenuare la portante a metà. I segnali immagine e di sincronismo dopo la discriminazione hanno ampiezze che sono le minime ottenibili; è quanto dire che la potenza del trasmettitore è utilizzata nel peggiore dei modi.

b) Per ragioni analoghe a quelle esposte in *a*), ma riferibili al solo segnale immagine, anche i metodi dei casi 3° e 5° sono da escludere.

c) I metodi dei casi 2° e 8° forniscono i medesimi risultati, per cui è da preferirsi il metodo del caso 2° di più semplice realizzazione rispetto al metodo del caso 8°, che può pertanto essere trascurato.

d) I metodi dei casi 4° e 7° forniscono i medesimi risultati, che sono i più vantaggiosi possibili. Infatti entrambi i segnali presentano le massime ampiezze discriminate, ciò che assicura che il rendimento della intera catena televisiva è un ottimo, in quanto si ricavano segnali utili di ampiezza esattamente doppia di quelli ricavabili col metodo del 1° caso (AM per tutti i segnali) attualmente in uso. In altre parole i metodi 4° e 7° acconsentono la ricezione di un segnale della stessa ampiezza, impiegando un trasmettitore di potenza ¼ rispetto al caso 1°.

Siccome il metodo del caso 4° è più semplice da realizzare rispetto al metodo del caso 7°, quest'ultimo può essere dimenticato.

Il metodo 4° conserva il rapporto 3 fra il livello del nero e il picco di sincronismo eccedente questo livello; il valore 3 essendo un ottimo, anche questo argomento milita in favore del metodo qui considerato.

Si deve quindi ritenere che la migliore utilizzazione della potenza trasmessa si ha impiegando la modulazione di frequenza per i segnali di immagine e la modulazione di ampiezza per i segnali di sincronismo.

e) I metodi dei casi 6° e 9° forniscono i medesimi risultati, che sono paragonabili a quelli contemplati in *c*), salvo una sincronizzazione più efficiente, ma non necessaria. E' preferibile il metodo 6°, perchè più semplice del 9°. Ad ogni modo il rendimento è inferiore a quello ottimo considerato in *d*).

f) In generale l'uso della FM e della FM+AM solo per il sincronismo produce impulsi di sincronizzazione più grandi in ricezione, ma ciò non costituisce un pregio, perchè, come si è già osservato, il livello del nero pari al (75±2,5)% garantisce un perfetto sincronismo. E' evidente che il massimo interesse è concentrato nel miglioramento dell'ampiezza dei segnali di immagine.

g) Come conseguenza dell'uso della modulazione composta AM+FM per l'immagine si ha che la risultante caratteristica immagine del sistema non è più lineare; essa è parabolica se entrambe le modulazioni sono lineari.

h) Con la modulazione di ampiezza, per evitare distorsioni, è necessario che la caratteristica del trasmettitore sia rettilinea. Questo fatto deve essere tenuto in massima considerazione per il segnale di immagine. Per il segnale di sincronismo la cosa ha minor importanza, perchè se il picco cade nel tratto curvo superiore di detta caratteristica, la sua ampiezza viene deformata, ma il difetto può essere facilmente eliminato con una maggiore amplificazione, che porti tale ampiezza al valore che le competerebbe se il segnale cadesse nel tratto rettilineo. Conseguentemente tutti i casi contemplati nell'ultima tabella comportanti la modulazione di ampiezza sola o combinata per il segnale di immagine richiedono amplificatori lineari modulati di griglia.

I casi 2°, 4° e 6° dove si fa uso della sola modulazione di frequenza per il segnale d'immagine, non temendo la distorsione di ampiezza, perchè questa non viene alterata dal processo modu-

(segue a pagina 132)

sulle onde della radio

L'OSCILLOSCOPIO «ACCUMULATORE»

AD una riunione della Sezione nuovayorkese dell'Institute of Radio Engineers, L. E. Flory e W. S. Pike, tecnici dei laboratori di ricerca della RCA, hanno presentato un nuovo tipo di oscilloscopio «accumulatore» capace di fissare per un intero minuto sul proprio schermo segnali o tracce di fenomeni elettrici che si svolgono in un bilionesimo di secondo.

L'apparecchiatura, basata sull'utilizzazione del Graphecon, un tubo dotato di «memoria visiva» messo a punto nei laboratori della RCA, e sull'uso di un tubo per televisione anzichè di un convenzionale oscilloscopio a raggi catodici, permette agli scienziati di studiare e fotografare fenomeni di durata infinitamente breve che per il passato era impossibile vedere e ancor più difficile fotografare.

«La traccia risultante da una esplosione atomica in miniatura può interessare lo schermo di un oscilloscopio per circa un bilionesimo di secondo», ha detto Mr. Flory. «L'oscilloscopio accumulatore potrà scandagliare i segreti di altri fenomeni, forse meno drammatici di una fissione nucleare, ma di maggiore importanza per la vita quotidiana». La parte principale dell'oscilloscopio accumulatore è, come si è detto, il Graphecon, o tubo a «memoria visiva». Questo è dotato di un elettrodo su cui una carica elettrica può essere «scritta» come sullo schermo di un tubo a raggi catodici, a qualsiasi velocità da un cannone elettronico. La traccia lasciata su tale elettrodo è allora esaminata, o «letta», dalla banda opposta dell'elettrodo da un dispositivo (iconoscopio) del tipo di quelli utilizzati per le riprese televisive. Il fascio elettronico dell'iconoscopio può impiegare fino a sessanta secondi per «leggere» completamente la traccia. Ciò stabilisce il periodo di «accumulazione» del segnale, che alla fine viene applicato a un cinescopio per l'osservazione diretta o la fotografia. (2410)

UN NUOVO STRUMENTO RIMPIAZZA IL CONTATORE DI GEIGER NELLE RICERCHE ATOMICHE

IL contatore di Geiger, strumento classico per la rivelazione e la misurazione di radiazioni atomiche o nucleari, è stato ultimamente rimpiazzato in molte applicazioni da un nuovo strumento reso possibile dai recenti sviluppi nel campo dei tubi fotoelettrici compiuti dal «Tube Department» della RCA. Il nuovo strumento che è chiamato «scintillation counter», consiste essenzialmente in un «occhio» straordinariamente sensibile, costituito da un tubo fotoelettronico, e da uno schermo eccitabile alla fluorescenza o da un cristallo di fosforo. Quando lo strumento è esposto alle radiazioni, le particelle radioattive colpiscono lo schermo e producono su di esso delle piccole scintille luminose. La luce proveniente da ciascuna scintilla è raccolta dal tubo fotoelettronico e convertita in un segnale elettrico enormemente amplificato. I segnali sono allora ulteriormente amplificati e registrati da un misuratore o altro strumento e servono a indicare la presenza e l'intensità della radioattività nella zona circostante.

La parte principale del contatore di scintille luminose è costituita da un tubo fotoelettronico moltiplicatore. Queso occhio fotoelettronico raccoglie le più deboli scintille luminose e le converte in una corrente elettrica amplificata più di un milione di volte prima di essere applicata agli altri circuiti dello strumento.

Recentemente il «Tube Dipartment» della RCA ha sviluppato e messo a punto un nuovo tubo fotoelettronico moltiplicatore (tipo 5819) che, oltre ad avere un grandissimo potere amplificatore, è capace di distinguere e «contare» particelle radioattive che si susseguono a distanza minore di un centomilionesimo di secondo. E' appunto questa sua proprietà che fa preferire il contatore di scintille luminose al contare di Geiger. Il meraviglioso potere amplificatore del tubo fotoelettronico moltiplicatore è integrato dal fenomeno di «emissione secondaria» nell'interno del tubo, il quale contiene un fotocatodo e una serie di dieci «dinodi» o stadi amplificatori. La piccola scintilla luminosa provocata dalla particella radioattiva che colpisce la superficie eccitabile alla fluorescenza, eccita il fotocatodo del tubo e mette in libertà un certo numero di elettroni. Questi elettroni sono concentrati e diretti, mediante campi elettrici, sul primo stadio amplificatore dove ciascuno provoca l'emissione di un nuovo numero di elettroni. Il processo si ripete sui successivi stadi amplificatori in modo tale che dall'ultimo dinodo viene emessa una vera valanga di elettroni, pari a un milione di volte il numero di elettrodi emessi dal fotocatodo per azione della piccola scintilla luminosa. Oltre ai vantaggi già elencati il nuovo strumento presenta altri pregi di fronte al contatore di Geiger. Con speciali qualità di fosforo, questo nuovo strumento è capace di rivelare tutte le radiazioni atomiche conosciute oggigiorno, comprese le radiazioni deboli come i raggi alfa e deboli raggi beta o X. La rivelazione di queste radiazioni mediante il contatore di Geiger presenta notevoli difficoltà essendo necessario rendere minimo l'assorbimento di queste deboli radiazioni da parte dell'involucro del tubo rivelatore. D'altro canto il contatore di scintille luminose costruito ricorrendo al tubo 5819 è solido e stabile ed ha una alta efficienza e una durata praticamente illimitata. Il tubo 5819 possiede un fotocatodo con diametro di 37 mm, che fornisce una area sensibile notevolmente superiore a quella dei tubi precedenti progettati dalla RCA. La grande area catodica permette un assorbimento assai efficiente di luce proveniente da sorgenti luminose che possono rivelare tracce di radioattività provenienti da aree estese. Il nuovo tubo ha anche una notevole sensibilità spettrale, con eccellente risposta nello spettro luminoso dal vicino ultravioletto all'arancio. E' questa una regione in cui molti composti organici ed inorganici eccitabili alla fosforescenza rispondono efficientemente a emanazioni radioattive che li colpiscono. (2411)

IN GERMANIA UN TRASMETTITORE PIÙ POTENTE

IL Dipartimento di Stato Americano ha messo a punto a Monaco, Germania, alla fine dello scorso anno un radiotrasmettitore di elevata potenza. Il nuovo trasmettitore RCA da 150 kW, modello BTA-150A, è stato installato onde accrescere le possibilità già esistenti e rappresentate da quattro trasmittenti ad onde corte di 100 kW ciascuna. Il nuovo trasmettitore è destinato a portare la «Voce dell'America» nell'Europa orientale e in Russia. Pure comprese nell'impianto di Monaco, ma non facenti parte della «Voce dell'America», sono una trasmittente da 100 kW tedesca e un'altra trismittente pure da 100 kW ma della Rete radiofonica per le Forze Armate. Il complesso dell'installazione copre una superficie che si aggira sui 250 acri, con tre costruzioni principali per le trasmittenti. L'installazione è stata condotta a termine sotto la guida di George Q. Herrick della International Broadcasting Division, in un periodo di 45 giorni. La nuova trasmittente che trasmette attualmente, in osservanza al Piano di Copenaghen, sulla frequenza di 1196 kHz, ha iniziato i suoi programmi regolari il primo settembre dello scorso anno, con un programma giornaliero di circa dodici ore, e ritrasmette i programmi della «Voce dell'America» che riceve su onda corta. Durante le ore diurne la stazione irradia i programmi della Rete radiofonica per le Forze Armate.

Uno speciale amplificatore (speech-clipper) consente di mantenere una elevata pecentuale di moduzione. Alle prove di collaudo il trasmettitore ha funzionato a piena modulazione e potenza superiore a 170 kW. Normalmente vengono trasferiti 150 kW ad uno speciale sistema irradiante costituito da un allineamento di 4 piloni autoirradianti a mezza onda, che consente di ottenere un notevole effetto direttivo. Il sistema irradiante è progettato per irradiare in tre direzioni diverse commutabili mediante interruttore di trasmissione. Il guadagno di potenza nella direzione dei lobi principali è superiore a sei volte. Da prove eseguite dalla BBC, nei periodi in cui il fascio era diretto verso l'Inghilterra, è risultata una intensità di campo di 1500 microvolt in media.

Un analogo trasmettitore RCA, è stato posto in esercizio a Istambul, su richiesta del Governo turco. (2415)

NUOVO EDIFICIO PER LA CBC

LA costruzione di una nuova città della radio comincerà quanto prima in Londra. La BBC annuncia che il progetto verrà a costare 4-5 milioni di sterline e che incorporerà quello che potrà essere considerato il più grande e il più moderno centro di televisione del mondo. La località in cui dovrà sorgere la nuova città della radio è stata già scelta e gli edifizi verranno costruiti in due fasi successive. La prima sarà completata per la fine del 1952 ed incorporerà i locali richiesti per le trasmissioni televisive.

GENERALITA'

SULL'ALIMENTAZIONE DEI TUBI TERMOIONICI

Vincenzo Natrella

I tubi elettronici riguardo al catodo si distinguono in tubi a riscaldamento diretto ed a riscaldamento indiretto. Nei tubi a riscaldamento diretto il filamento si confonde col catodo e provvede direttamente alla emissione elettronica; in quelli a riscaldameno indiretto il filamento ha solo la funzione di provvedere al riscaldamento del catodo e portarlo alla temperatura necessaria perchè si manifesti in modo sufficiente l'emissione elettronica.

Il sistema più sicuro per ottenere una costante emissione elettronica ed evitare ogni fluttuazione di questa è quello di ricorrere all'alimentazione del filamento con corrente continua fornita da batterie di accumulatori; dal punto di vista economico però è preferibile poter ricorrere direttamente alla corrente alternata fornita dalle reti di distribuzione.

Come è noto il numero degli elettroni emessi dal catodo per unità di superficie dipende dalla temperatura assoluta T del filamento e cioè è funzione del calore generato dal filamento che, per la legge di Joule, è proporzionale in ogni istante al quadrato della corrente che lo percorre.

L'uso della corrente alternata per l'alimentazione del filamento determina quindi in esso delle variazioni cicliche della temperatura il cui valore istantaneo è dato da:

$$\tau = AR\ (I_{max}\ sen\ 2\pi f t)^2 \qquad [1]$$

dove:

A è una costante che dipende dalle condizioni termiche e dal materiale di cui è formato il filamento;

R è la resistenza del filamento in ohm;

I_{max} è il valore massimo della corrente alternata che percorre il filamento in ampere;

f è la frequenza in hertz;

t è il tempo in secondi;

τ è la temperatura in gradi centigradi.

Tale ciclica variazione di temperatura determina una fluttuazione elettronica che induce nella corrente anodica delle componenti di frequenza doppia della corrente di alimentazione del filamento; infatti nella [1] il fattore che contiene la f compare al quadrato.

Il campo magnetico alternativo prodotto dalla corrente che percorre il filamento altera la distribuzione dell'emissione elettronica ed induce nella corrente anodica delle componenti di frequenza pari a quella della corrente di alimentazione.

In definitiva nella corrente anodica si ritrovano delle componenti di frequenza pari e doppia di quella della corrente usata per l'alimentazione del filamento, il che dà luogo ad un fastidioso ronzio (hum).

Vari accorgimenti sono stati escogitati dai costruttori per eliminare tali inconvenienti e, poichè si sono dimostrati tutti inefficaci, l'uso dei tubi a riscaldamento diretto è rimasto limitato a ricevitori e trasmettitori alimentati da batterie e per gli stadi finali di amplificatori di debole potenza.

Per i tubi a riscaldamento diretto (fig. 1) quando si ricorre all'alimentazione del filamento con corrente alternata i collegamenti al catodo debbono essere fatti od attraverso una resistenza a presa centrale od al centro dell'avvolgimento del trasformatore di alimentazione (fig. 2), in un punto cioè allo stesso potenziale del punto medio del filamento onde evitare di applicare ai circuiti di griglia ed anodico una tensione alternata di valore pari a quella di alimentazione del filamento.

Una soddisfacente soluzione del problema dell'alimentazione in corrente alternata dei tubi elettronici è stata ottenuta con il sistema del catodo a riscaldamento indiretto.

Nei tubi a riscaldamento indiretto il catodo è un elettrodo, di forma generalmente cilindrica, montato su un supporto di materiale refrattario, e nel cui interno trova posto il filamento che funge semplicemente da riscaldatore. Se il catodo è ben progettato, l'inerzia termica del materiale refrattario è tale da evitare ogni variazione apprezzabile di temperatura; il filamento deve essere poi avvolto a doppia spirale in modo da annullare quasi completamente gli effetti del campo magnetico, e così sono quasi del tutto eliminate le cause, che generavano, nella corrente anodica, componenti di frequenza pari e doppia a quella della corrente di alimentazione del filamento.

I tubi con catodo a riscaldamento indiretto sono oggi quasi universalmente impiegati nella costruzione dei ricevitori e dei piccoli trasmettitori; l'uso dei tubi a riscaldamento diretto è rimasto solo nel campo delle grandi e grandissime potenze, nel qual caso la corrente continua necessaria per l'alimentazione del filamento è ottenuta per mezzo di convertitori rotanti.

Polarizzazione della griglia di controllo

Negli amplificatori di piccola e media potenza la tensione necessaria per la polarizzazione della griglia è derivata dalla tensione anodica secondo quanto mostra la fig. 3. La resistenza R_c inserita tra catodo e massa è percorsa da una corrente, che è la somma della corrente anodica e della corrente assorbita dalle altre griglie (griglia schermo, ecc.), e pertanto la caduta di tensione provocata da R_c rende il catodo positivo rispetto alla massa per cui in definitiva tra catodo e griglia si manifesta una differenza di potenziale negativa (polarizzazione).

Indicando con I_c la somma della corrente anodica I_a più le correnti assorbite dalle griglie $I_{g2}+I_{g3}+...$ e detto E_g il valore della tensione negativa di griglia che si vuole ottenere il valore in ohm della resistenza da inserire sul catodo è dato da:

$$R_c = \frac{E_g}{I_c} \qquad [2]$$

Questo metodo di ottenere la tensione di polarizzazione tende a produrre un effetto di rigenerazione, infatti le variazioni della corrente anodica producono ai capi della resistenza R_c delle variazioni della caduta di tensione che provocano variazioni della corrente di griglia. Tale effetto è eliminato shuntando la resistenza R_c con un condensatore di capacità sufficiente a stabilizzare la caduta di tensione ai capi di R_c.

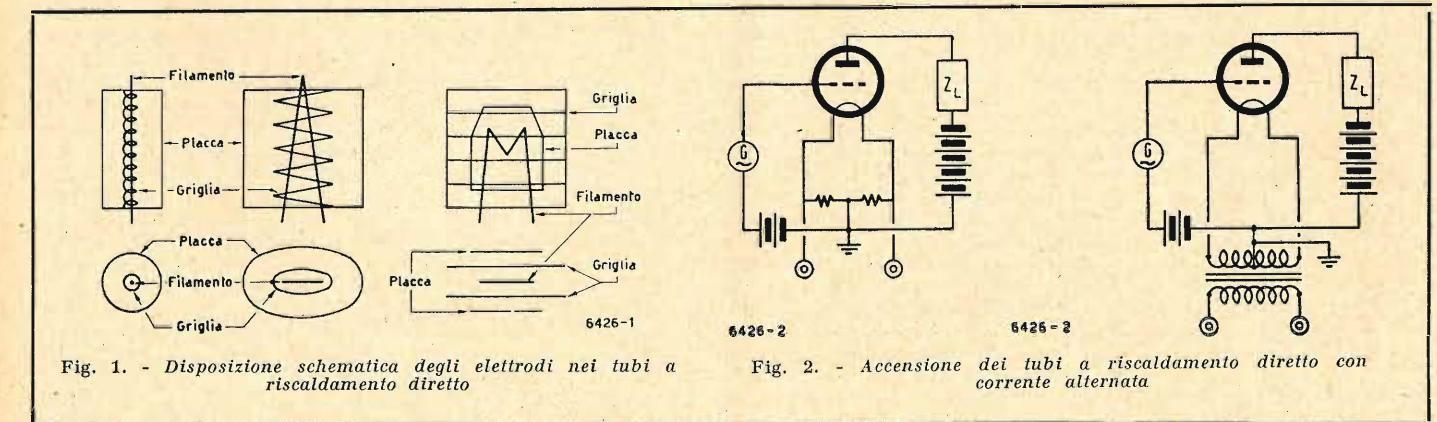



Fig. 1. - *Disposizione schematica degli elettrodi nei tubi a riscaldamento diretto*

6426-2 6426-2

Fig. 2. - *Accensione dei tubi a riscaldamento diretto con corrente alternata*

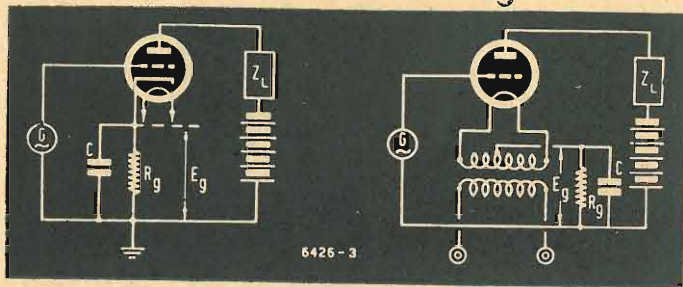



Fig. 3. - *Circuiti elementari per la polarizzazione di griglia in amplificatori di piccola potenza*

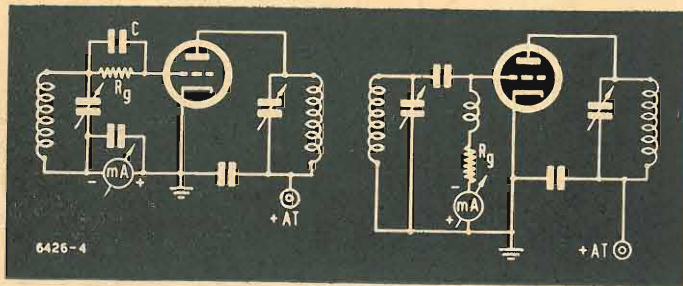



Fig. 4. - *Circuiti elementari per la polarizzazione di griglia in oscillatori e amplificatori classe C*

Fig. 5. - *Esempio di calcolo della resistenza di polarizzazione di griglia in un tubo finale*

Fig. 6. - *Rilevamento della curva caratteristica tensione-corrente in un diodo raddrizzatore*

In pratica al condensatore C si dà il valore di $10 \div 25$ μF per gli amplificatori ad audiofrequenza, e di $0,1 \div 0,5$ μF per gli amplificatori a radiofrequenza.

La polarizzazione delle griglie dei tubi di grande potenza è generalmente ottenuta, od usando delle adatte batterie, o con alimentatori e ben studiati sistemi di filtraggio delle tensioni.

La polarizzazione delle griglie degli oscillatori ed amplificatori in classe C è generalmente ottenuta con la combinazione di una resistenza e di un condensatore di griglia secondo lo schema di cui in fig. 4 (grid-leak), la tensione di polarizzazione è ottenuta utilizzando la caduta prodotta dalla resistenza a spese della corrente di griglia. Il valore della resistenza è dato da:

$$R_g = \frac{E_g}{I_g}$$

essendo I_g il valore della corrente di griglia.

Il valore della capacità deve essere tale da non ostacolare sensibilmente il segnale di griglia.

Esempio: *Consideriamo lo schema di fig. 5 di uno stadio finale di un radio ricevitore, il tubo usato è del tipo 6V6 G e dai dati tecnici forniti dal costruttore si sa che con una tensione anodica di 250 V e tensione dello schermo pure di 250 V, la corrente di placca e di schermo è rispettivamente di 45 e di 4,5 mA e la tensione della griglia di controllo deve essere di* $-12,5$ *V.*

La corrente totale assorbita dal tubo è $I_c = 45 + 4,5 = 49,5$ *mA e pertanto applicando la* [2] *si ricava il valore della resistenza* R_c *da inserire tra catodo e massa:*

$$R_c = 12,5/0,0495 = 250,1 \text{ ohm}$$

e cioè potremo senz'altro usare una resistenza di 250 ohm.

Alimentatori anodici

Le tensioni necessarie per l'alimentazione anodica sono ottenute mediante tubi raddrizzatori a vuoto spinto od a vapori di mercurio.

I tubi raddrizzatori a vuoto spinto sono costituiti da un'ampolla di vetro nella quale è praticato il vuoto e contenente un catodo ed uno o più anodi.

Il diodo raddrizzatore è il più semplice fra i tubi a vuoto, e nella sua più semplice realizzazione ha due soli elementi: un catodo a filamento ed un anodo (placca).

Realizzando con un diodo lo schema sperimentale di fig. 6-a, dove A è la batteria che alimenta il filamento, e B è la batteria anodica capace di fornire almeno un centinaio di volt, è facile rendersi conto che il diodo si comporta come conduttore solamente per una direzione della corrente. Infatti il milliamperometro mA indica passaggio di corrente solamente quando l'anodo è collegato al polo positivo della batteria B e quindi è positivo rispetto al catodo.

Questo comportamento del diodo è dovuto al fatto che il filamento, come è noto, emette elettroni cioè cariche negative, e quindi nell'interno del tubo la corrente elettronica si determinerà solamente quando la placca sarà positiva e pertanto attrarrà a se gli elettroni.

Ripetendo l'esperienza un sufficiente numero di volte e con tensioni anodiche crescenti a partire da zero, si vede che ad ogni valore della tensione anodica corrisponde un determinato valore della corrente anodica misurata dal milliamperometro mA. Riportando su due assi cartesiani in ascisse i valori della tensione anodica, ed in ordinate i corrispondenti valori della corrente anodica, si otterrà la tipica caratteristica del diodo (fig. 6-b).

Come si vede da tale curva il valore della corrente anodica è funzione della tensione anodica, e precisamente cresce al crescere di questa. Al di sopra di un certo valore I_1 della corrente anodica e che dipende dalle caratteristiche costruttive del tubo, occorrono sempre più grandi aumenti del valore della tensione anodica per ottenere piccoli aumenti della corrispondente corrente, fino a quando si raggiunge il valore I_2 della corrente che è il massimo ottenibile con quel determinato tipo di diodo, per cui ad ogni ulteriore aumento della tensione applicata all'anodo non corrisponde alcun aumento della corrente anodica. Tale valore massimo della corrente che il tubo può erogare è detto corrente di saturazione.

Sfruttando la proprietà del diodo che permette il passaggio della corrente in una sola direzione si ottiene il circuito raddrizzatore di fig. 7-a, dove il diodo è posto in serie tra il trasformatore che fornisce la tensione alternata necessaria ed il carico Z da alimentare.

Poichè la corrente fluisce solamente tra anodo e catodo quando l'anodo è positivo, nel circuito si avrà il passaggio della corrente solamente durante il semiperiodo positivo della tensione alternata applicata all'anodo e tra i punti A e B si avrà passaggio di corrente solamente per mezzo periodo e la corrente raddrizzata sarà pulsante ed avrà l'andamento rappresentato in fig. 7-b.

Se la tensione anodica non è molto elevata ed è proporzionata alle caratteristiche del tubo, gli elettroni sono emessi dal catodo con velocità maggiore di quella con la quale sono assorbiti dall'anodo positivo e si forma intorno al catodo una carica spaziale per cui la corrente anodica è indipendente dalla tensione anodica e dipende dalle caratteristiche del carico. Se invece la tensione dell'anodo è troppo elevata rispetto alle caratteristiche del tubo, cioè è al di sopra della tensione di saturazione, il valore della corrente anodica dipende esclusivamente dall'emissione elettronica (cioè dalla temperatura del catodo) ed è indipendente dalla tensione anodica e dalla natura del carico.

Le più importanti caratteristiche dei tubi raddrizzatori ad alto vuoto sono: il valore massimo ammissibile della corrente anodica, e la ammissibile massima tensione inversa.

Il massimo valore della corrente anodica è dato dalla massima emissione elettronica che può essere tollerata dal catodo senza compromettere in modo apprezzabile la vita del tubo.

La massima tensione inversa ammissibile è la più grande tensione negativa che può essere applicata all'anodo senza compromettere il tubo, cioè senza che si inneschi direttamente l'arco tra anodo e catodo.

I tubi raddrizzatori ad alto vuoto per le piccole potenze sono costruiti analogamente ai tubi amplificatori della medesima potenza. I raddrizzatori per elevate potenze hanno filamenti in tungsteno e sono raffreddati con circolazione d'acqua.

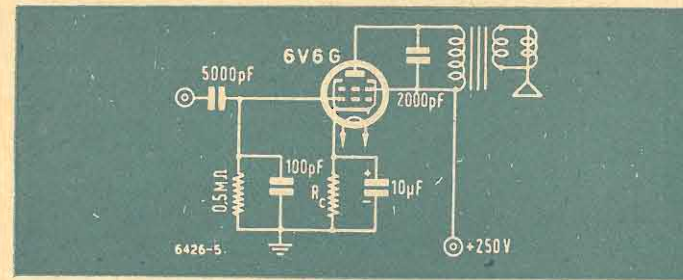
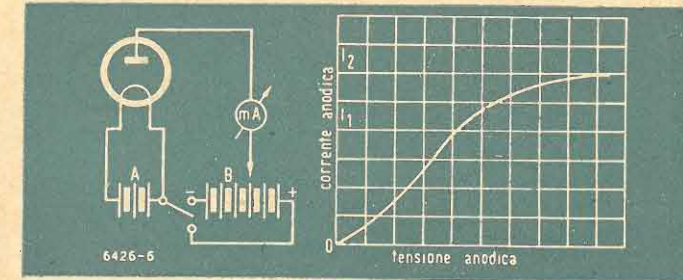
Le dimensioni del filamento determinano la massima corrente anodica che il tubo può sopportare, mentre la distanza tra anodo e filamento determina la massima tensione inversa tollerabile.

L'energia dissipata in calore nei tubi raddrizzatori è data dalla potenza necessaria per il riscaldamento del filamento e dalla media delle perdite anodiche.

Il rendimento dei rettificatori a vuoto spinto è assai elevato poichè la caduta di tensione nel tubo è una piccola frazione della tensione di uscita come pure la potenza necessaria per il filamento.

Negli ultimi anni, però, ha fatto notevoli progressi la tecnica costruttiva dei tubi rettificatori a vapore di mercurio a catodo caldo, ed il loro sviluppo ha limitato il campo di applicazione dei rettificatori a vuoto spinto solamente alle piccole potenze.

I tubi raddrizzatori a vapore di mercurio sono sostanzialmente simili a quelli a vuoto spinto, ma contengono del mercurio liquido in equilibrio con il vapore contenuto nell'ampolla.

Caratteristica particolare di questi tubi, il cui funzionamento è simile a quello dei tubi a vuoto, è che l'anodo inizia a raccogliere gli elettroni emessi dal catodo solo quando ha un potenziale positivo di 15, 20 V rispetto al catodo. Infatti gli elettroni emessi dal catodo, urtando contro le molecole del vapore di mercurio producono la liberazione di elettroni e la formazione di joni positivi (molecole che hanno perso un elettrone); gli elettroni emessi per jonizzazione data la piccola pressione del vapore di mercurio (da 1 a 30 μ) sono in quantità trascurabile rispetto a quelli dovuti all'emissione catodica e sono attratti dall'anodo. Gli joni positivi invece sono attratti verso il catodo, e, poichè hanno una massa di gran lunga maggiore di quella degli elettroni. si muovono con velocità molto minore e si addensano intorno al catodo dove si forma una carica spaziale positiva che annulla la carica spaziale negativa degli elettroni emessi dal catodo in modo che il movimento elettronico tra catodo ed anodo può avvenire così liberamente.

Il potenziale di jonizzazione del vapore di mercurio è di circa 10,4 V e praticamente una tensione positiva di 15 V applicata all'anodo è sufficiente a produrre una jonizzazione tale da permettere di sfruttare l'intera emissione del catodo. Questa importante caratteristica permette di poter raggiungere valori della corrente anodica molto più elevati che nei tubi a vuoto spinto, perchè per effetto del bombardamento degli joni positivi sul catodo ne viene evitata la disintegrazione.

La caduta di tensione interna tra catodo ed anodo è indipendente dal valore della corrente ed è pressochè costante di $10 \div 15$ V.

Nei tubi raddrizzatori a vapore di mercurio l'aumento della temperatura, che inevitabilmente si produce nel funzionamento, determina un aumento della pressione del gas e ciò facilita l'adescamento di archi tra anodo e catodo e riduce la tensione inversa tollerabile dal tubo. Il valore della massima corrente anodica che il tubo può erogare è determinato quindi dal riscaldamento dell'anodo.

I tubi raddrizzatori a vapore di mercurio presentano i seguenti vantaggi rispetto a quelli a vuoto: efficienza più elevata, migliore regolazione, minor consumo di potenza da parte del filamento, minor costo. Di contro però si ha lo svantaggio che si introducono facilmente disturbi a radiofrequenza, ed il catodo si danneggia con facilità non appena risulti anche momentaneamente sovraccaricato.

Queste ed altre considerazioni fanno sì che i tubi raddrizzatori a vapore di mercurio sono molto usati nei trasmettitori, dove date le notevoli potenze in gioco assumono notevole importanza le considerazioni di carattere economico, mentre non vengono quasi mai usati nei radioricevitori dove si preferisce la semplicità di funzionamento.

Circuiti rettificatori

Il più semplice circuito rettificatore è quello di fig. 7 e di cui già si è parlato.

Un circuito più completo e molto usato è quello di fig. 8 nel quale si usano due diodi, questo circuito è ottenuto accoppiando due rettificatori del tipo di quelli illustrati in fig. 7 in modo da ottenere il raddrizzamento di entrambe le semionde della corrente alternata di alimentazione. Infatti mentre in un semiperiodo è positivo l'anodo di un diodo, nell'altro semiperiodo è positivo l'anodo dell'altro diodo, dimodochè si ha il passaggio della corrente agli estremi A e B del circuito raddrizzatore durante l'intero periodo (raddrizzatore a piena onda) e l'andamento della corrente raddrizzata è rappresentato in figura 8b.

Dal circuito ora descritto deriva quello di fig. 9 che è sostanzialmente identico e nel quale invece di due tubi separati si usa un solo doppio diodo.

Un circuito assai interessante è quello di fig. 10 che ha la particolarità di fornire una tensione raddrizzata di valore circa doppio della tensione alternata applicata; durante il semiperiodo in cui il terminale H è negativo rispetto a K gli elettroni fluiscono dal catodo all'anodo del tubo 2 caricando il condensatore C_2, contemporaneamente anche il condensatore C_1 si carica attraverso il carico polarizzandosi in opposizione al condensatore C_2. Nel successivo semiperiodo H è positivo rispetto a K, gli elettroni fluiscono dal catodo all'anodo del tubo 1 scaricando il condensatore C_1 e contemporaneamente riducendo attraverso il circuito di carico la carica del condensatore C_2. I condensatori C_1 e C_2 sono pertanto sottoposti ad un processo di carica e scarica che si svolge con la stessa frequenza della corrente alternata di alimentazione, essendo detti condensatori tra loro in serie la tensione che si raccoglie agli estremi A e B del circuito raddrizzatore avrà l'andamento di fig. 10b ed un valore massimo pari al doppio del valore di cresta della tensione alternata di alimentazione diminuito della caduta di tensione interna dei diodi in relazione al carico da alimentare.

Lo schema di fig. 11 rappresenta lo stesso circuito realizzato con un doppio diodo. In questo caso è necessario ricorrere ad un tubo a riscaldamento indiretto essendo diversi il potenziale e la funzione dei due catodi.

Fig. 7. - *Utilizzazione di un diodo quale rettificatore di mezza onda*

Fig. 8. - *Utilizzazione di due diodi in un circuito rettificatore*

Fig. 9. - *Utilizzazione di un duodiodo in un circuito rettificatore*

Fig. 10. - *Circuito duplicatore di tensione impiegante due diodi*

Raddrizzatori di correnti alternate trifasi

Si usano questi raddrizzatori per l'alimentazione di trasmettitori in cui l'alimentatore deve fornire potenze superiori ad 1 kW.

Un circuito rettificatore a mezza onda per corrente trifase è rappresentato in fig. 12; in esso T è il trasformatore, che di solito ha il primario collegato a triangolo ed il secondario a stella. Come facilmente si può vedere esso non è altro che l'unione di tre circuiti raddrizzatori monofasi a mezza onda. L'andamento della tensione raddrizzata, che è pulsante e raggiunge il valore di cresta tre volte in un tempo pari ad un periodo della tensione di alimentazione, è rappresentato in fig. 12b.

Non mi dilungo maggiormente su detti raddrizzatori che scarso interesse hanno per il dilettante e mi limito a dire che esistono altri circuiti raddrizzatori trifasi e polifasi per i quali rimando il lettore alle pubblicazioni citate in bibliografia.

Filtri

L'andamento della corrente raddrizzata dai tubi termoionici è, come si è già visto, di natura pulsante e pertanto essa non è direttamente utilizzabile per l'alimentazione degli apparecchi radio; occorre pertanto livellare il più possibile la corrente in modo che la tensione utilizzata abbia un valore costante o quasi e sia molto prossimo a quello della tensione continua fornita da una batteria (pile od accumulatori).

Si utilizzano a tale scopo opportuni filtri livellatori, composti essenzialmente da una o più induttanze in serie shuntate da condensatori.

Il tipo e le dimensioni dei filtri di livellamento debbono essere scelti in considerazione alle caratteristiche della tensione raddrizzata richiesta ed in considerazione delle esigenze dell'apparecchio utilizzatore.

Il livellamento della tensione di alimentazione è ottenuto mediante filtri costituiti da una o più cellule come indicato nelle figg. 13-14.

L'entrata del filtro può essere costituita da un condensatore (fig. 14a) o da un'induttanza (fig. 13a) a seconda delle esigenze. Il condensatore all'uscita agisce da volano nelle punte di modulazione quando l'assorbimento di corrente tocca valori relativamente grandi rispetto al normale.

In fig. 15 sono rappresentate: la tensione fornita dai raddrizzatori monofase e quella di un raddrizzatore trifase.

Il valore della tensione raddrizzata oscilla fra un massimo V_M eguale all'ampiezza della tensione alternata applicata agli anodi, ed un valore minimo V_m che dipende dal numero delle fasi del raddrizzatore.

Per i comuni raddrizzatori monofase, sia a mezza onda che a piena onda, $V_m = 0$; mentre per i raddrizzatori trifase e polifase il valore minimo della tensione raddrizzata dipende dal numero delle fasi.

Il valore medio della tensione raddrizzata dipende: dal tipo di circuito usato (a mezza onda od a piena onda), dal numero delle fasi e dal tipo di filtro usato.

Detto V il valore della tensione efficace fornita dal secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione il valore massimo della tensione raddrizzata eguale all'ampiezza della tensione alternata è dato come è noto da:

$$[3] \qquad V_M = \sqrt{2}\, V = 1{,}414\ V$$

i valori minimo V_m e medio V_o possono essere facilmente ricavati quando siano noti i valori dei rapporti V_o/V, V_o/V_M, V_m/V_o e che sono riportati dalla Tabella I.

Fig. 11. - *Circuito duplicatore di tensione impiegante un duo diodo*

Fig. 12. - *Circuito rettificatore a mezza onda per corrente trifase*

Fig. 13. - *Filtri per livellamento di tensione*

TABELLA I

Tipo di circuito	*Numero anodi*	V_o/V	V_o/V_M	V_m/V_o	*Num. delle pulsazioni al sec.*
Raddrizzatori ad una semionda	1	0,45	0,318	0,00	f
Raddrizzatori a piena onda	2	0,90	0,636	0,00	$2f$
Raddrizzatore trifase a mezza onda	3	1,70	0,827	0,50	$3f$

All'ingresso del filtro si ha una tensione pulsante che ha una frequenza pari a quella della corrente di alimentazione per i raddrizzatori a mezza onda, pari a $2f$ per quelli ad onda intera, e pari a $3f$ per quelli trifase.

La tensione raddrizzata oscilla intorno al valore medio V_o da un minimo (V_m) ad un massimo (V_M) e può pertanto considerarsi come la somma algebrica di una tensione continua V_o e di componenti alternative.

Per quanto riguarda la componente di frequenza pari al numero delle pulsazioni il rapporto tra la sua ampiezza V_1 e la tensione media V_o è dato da V_1/V_o il cui valore è, per i filtri con entrata induttiva (fig. 14), riportato nella Tabella II.

TABELLA II

	V_1/V_o
raddrizzatori a mezza onda	1,57
raddrizzatori a piena onda	0,667
raddrizzatori trifasi a mezza onda	0,250

Il filtro ha lo scopo di rendere minime e quasi nulle le ondulazioni della tensione di alimentazione e quindi deve essere dimensionato e progettato in modo da far sì che la tensione di ondulazione residua V_u all'uscita del filtro sia una frazione piccolissima e trascurabile della tensione continua V_o utilizzabile.

E' quindi necessario in base alle esigenze dell'apparecchio alimentato stabilire il valore della tensione di ondulazione tollerata all'uscita del filtro.

Gli autori più noti consigliano per il rapporto V_u/V_o (rapporto tra la tensione di ondulazione residua e la tensione continua) i valori dati nella Tabella III.

TABELLA III

	V_u/V_o
stadi di bassa frequenza	0,025
trasmettitori radiotelegrafici	0,005
trasmettitori radiotelefonici	0,001
stadi di bassa frequenza ad alta qualità	0,002

Fissato così in funzione del valore V_o della tensione continua richiesta e del rapporto V_u/V_o il valore della tensione di ondulazione tollerata all'uscita del filtro, conoscendo il valore della tensione di ondulazione V_1 all'uscita del raddrizzatore, si può determinare facilmente il rapporto $V_1/V_u = A$ in base al quale si deve dimensionare il filtro. In definitiva per il livellamento delle tensioni raddrizzate occorrono filtri « passa basso » con un'attenuazione sufficiente ad impedire il passaggio dell'armonica più bassa presente nella tensione raddrizzata.

Fig. 14. - *Filtri per livellamento di tensione*

Fig. 15. - *Diagrammi di tensioni non livellate*

Con riferimento ai filtri di cui in fig. 14 si dimostra con considerazioni teoriche che l'attenuazione A ottenuta è:

Pel filtro di fig. 14 b:

$$[4] \qquad A = V_1/V_u = \omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2$$

Pel filtro di fig. 14 a:

$$[5] \qquad A = \omega^2 L_1 C_1$$

dove $\omega = 2\pi F$ (F, numero pulsazioni della tensione raddrizzata).

L e C sono i valori delle induttanze e capacità usate nel filtro espresse rispettivamente in henry ed in farad.

In fig. 14a è rappresentato lo schema di un raddrizzatore a piena onda con relativo filtro costituito da due celle filtranti a squadra ed ingresso induttivo, in fig. 14b si è rappresentato l'andamento delle tensioni nei vari elementi del filtro onde dimostrarne il funzionamento.

Esempio: *Nel circuito di fig. 16 si abbia:*

tensione del secondario del trasformatore di alimentazione	$V = 350\ V$
frequenza della c. a. di alimentazione	$45\ Hz$
impedenza	$L_1 = L_2 = 6\ H$
condensatori	$C_1 = 8\ \mu F$
	$C_2 = 12\ \mu F$

applicando la relazione [3] *e tenendo presente la* Tabella I *si ricava facilmente che la tensione raddrizzata varia tra un massimo*

$$V_M = 1{,}414\ V = 1{,}414 \times 350 = 496\ V$$

ed un valore minimo $V_m = 0$.

Il valore medio si ricava sapendo che: $V_o/V = 0{,}900$, *per cui:*

$$V_o = 0.900\ V = 0{,}900 \times 350 = 315\ V.$$

Trattandosi di un raddrizzatore a piena onda la frequenza della componente di ondulazione è $F = 2f = 2 \times 45 = 90\ Hz$, *tenendo presente la* Tabella II *si ricava l'ampiezza della componente di ondulazione: infatti:* $V_1/V_o = 0{,}667$ *da cui*

$$V_1 = 0{,}667\ V_o = 0{,}667 \times 315 = 210\ V.$$

Poichè la tensione continua all'uscita del filtro deve alimentare un amplificatore di bassa frequenza la tensione di ondulazione tollerata deve essere tale che (Tabella III):

$$V_u/V_o = 0{,}002 \text{ cioè } V_u = 0{,}002\ V_o = 0{,}002 \times 315 = 0{,}62\ V$$

il filtro deve attenuare quindi la componente di ondulazione da $210\ V$ *a* $0{,}62\ V$ con un'attenuazione:

$$A = \frac{V_1}{V_u}\ \frac{210}{0{,}62} = 339$$

Applicando la relazione [4] *si ha:*

$$A = (2\pi F)^4\ L_1 L_2 C_1 C_2 = (2\pi 90)^4 \cdot 6 \times 6 \times 8 \times 10^{-6} \times 12 \times 10^{-6} = 350$$

cioè il filtro considerato attenua di circa 350 *volte il valore della tensione di ondulazione, attenuazione più che sufficiente dato che quella necessaria è di* 339.

Se l'entrata del filtro è costituita da un condensatore, il livellamento della corrente avviene in maniera sensibilmente diversa. Mentre la tensione raddrizzata sale fino a raggiungere il valore massimo (fig. 17) il condensatore si carica fino a raggiungere un valore di poco inferiore al valore di cresta V_M, e successivamente, si scarica attraverso l'impedenza L, ed il carico, quando la tensione fornita dal raddrizzatore incomincia a decrescere e tende al valore minimo V_m. Precisamente il condensatore C funziona come serbatoio di energia e ciclicamente si carica e si scarica secondo che il potenziale ai suoi capi è meno o più elevato di quello applicato agli anodi raddrizzatori.

Nei filtri con condensatore all'entrata la tensione continua utilizzabile è sensibilmente più elevata e pertanto si ha una migliore utilizzazione del trasformatore di alimentazione; la tensione raddrizzata inoltre presenta una componente alternativa assai inferiore ed il livellamento riesce più agevole, si hanno per contro notevoli valori delle sovratensioni all'inserzione ed alla disinserzione.

Fig. 16. - *Esempio di calcolo di filtro con ingresso ad induttanza*

Fig. 17. - *Esempio di calcolo di filtro con ingresso a capacità*

Fig. 18. - *Grafico per il calcolo dei filtri con ingresso a capacità*

In pratica si preferisce pertanto usare filtri con ingresso capacitivo e si ricorre ai filtri con ingresso induttivo solo nel campo delle grandi potenze dove è necessario usare tubi raddrizzatori a vapore di mercurio.

La determinazione dei valori da assegnare agli organi costituenti il raddrizzatore ed il relativo filtro, deve essere eseguita per tentativi e per essere chiari al lettore ricorriamo pertanto al seguente esempio:

Esempio: *Il progettista di un radioricevitore ad* 8 *tubi ha stabilito di usare l'alimentazione di cui allo schema di fig.* 17. *Verifichiamo il valore della tensione utilizzabile all'uscita del filtro e controlliamo se il livellamento ottenuto è sufficiente a garantire una riproduzione esente da ronzio di fondo* (*dovuto alla alimentazione in corrente alternata*).

La corrente continua ad alta tensione assorbita dall'apparecchio da alimentare è di 107 *mA per cui, supponendo che la tensione raddrizzata all'uscita del filtro sia di* 240 *V, si ha che il raddrizzatore alimenta un carico* R_u *pari a*:

$$R_u = \frac{V}{I} = \frac{240}{0{,}107} = 2250\ \Omega \text{ circa.}$$

Il trasfomatore di alimentazione fornisce una tensione di 350+350 *V a* 50 *Hz e la resistenza interna* R_s *di metà secondaro A.T. è di* $R_s = 100\ \Omega$. *Il tubo raddrizzatore usato è del tipo* 5X4G *ed ammettendo una caduta di tensione interna in essa di circa* 40 *V, il tubo si comporta come una resistenza* R_r *eguale ad* $R_r = 40/0{,}107 = 400\ \Omega$ *circa.*

L'ampiezza della tensione alternata fornita dal secondario A.T. è applicando la relazione [3]:

$$V_M = \sqrt{2}\ V = \sqrt{2} \times 350 = 496\ V.$$

Il filtro con ingresso capacitivo può essere considerato come il filtro di fig. 13a *con l'aggiunta di un capacità* C *all'ingresso.*

L'effetto della capacità C *fa sì che l'ondulazione della tensione all'uscita del raddrizzatore sia compresa tra limiti meno ampi che nel caso di filtri con ingresso induttivo. In conseguenza della resistenza interna del secondario del trasformatore e della caduta di tensione nel tubo raddrizzatore, il valore massimo della tensione raddrizzata* V'_M *sarà minore dell'ampiezza* V_M *della tensione alternata di alimentazione.*

Il rapporto V'_M/V_M *il cui valore ci permette di ricavare* V'_M *è funzione: del valore della capacità* C *di entrata, della resistenza di carico* R_c, *della resistenza equivalente* $R = R_s + R_r$ *e della frequenza della c. a. di alimentazione. In fig.* 18 *si è riportato un grafico valevole per i raddrizzatori a piena onda e per c. a. di alimentazione della frequenza di* 50 *Hz, dal quale si può ricavare il valore del rapporto* V'_M/V_M.

Il valore della resistenza R_c *di carico è dato dalla somma della resistenza* R_u *più la resistenza dell'impedenza di filtro che è da considerarsi in serie alla prima.*

Nel caso in questione:

$$C = 8\ \mu F;\ R = R_s + R_r = 100 + 400 = 500\ \Omega;$$
$$R_c = R_u + 750 = 2250 + 750 = 3000\ \Omega$$

essendo 750 Ω *la resistenza dell'impedenza del filtro.*

Dal grafico di fig. 18 *si ricava*: $V'_M/V_M = 0{,}65$.

Per cui:

$$V'_M = 0.65\ V_M = 0{,}65 \times 496 = 322\ V.$$

Quindi 322 *V è il valore della tensione continua ai capi del condensatore* C.

La tensione ai capi del carico utile sarà 322 *V meno la caduta dovuta alla resistenza dell'impedenza e cioè applicando la legge di Ohm*:

$$V = 322 - 750 \times 0{,}107 = 240\ V \text{ circa.}$$

La tensione ai capi del condensatore C, *come già detto, oscillerà periodicamente tra un valore massimo ed un valore minimo e l'ampiezza di tale oscillazione è funzione, per questi filtri, del valore della capacità di ingresso, della resistenza* R, *e della resistenza* R_c. *Il rapporto tra valore della tensione di ondulazione* V_1 *ai capi del condensatore* C *e la tensione* V'_M *si può ricavare dalle curve di fig.* 20 *e nel nostro caso con* $R = 500\ \Omega$, $R_c = 3000\ \Omega$, $C = 8\ \mu F$ *si ha*:

$$V_1/V'_M = 0{,}1 \text{ per cui } V_1 = 0{,}1\ V'_M = 1{,}0 \times 322 = 32{,}2\ V$$

per cui ammettendo una tensione di ondulazione residua $V_u = 0{,}002\ V$ (*stadi di bassa frequenza ad alta qualità*) *cioè di* $V_u = 0.002 \times 240 = 0{,}48\ V$, *sarà necessaria una attenuazione di*:

$$A = \frac{32{,}2}{0{,}48} = 67$$

Per il filtro considerato applicando la relazione [5] $A = \omega^2 L_1 C_1$ *e sostituendo i valori*:

$F = 2 f = 2 \times 50 = 100$. *frequenza della componente di ondulazione*; $L_1 = 12\ H$, *valore dell'induttanza di filtro*; $C_1 = 15\ \mu F$, *valore della capacità di uscita*;
si ha:

$$A = (2\pi 100)^2 \times 12 \times 15 \times 16^{-6} = 71$$

Si può concludere cioè che il raddrizzatore ed il filtro considerato forniscono una tensione di alimentazione ben livellata.

E' stato così illustrato il funzionamento dei raddrizzatori e filtri, sono stati trattati due esempi onde illustrare come possano essere determinati e verificati i valori dei parametri costituenti i filtri; il calcolo fatto è approssimato, ma di uso pratico e sufficiente a soddisfare le esigenze del dilettante; chi volesse approfondire l'argomento può consultare le pubblicazioni di cui è fatto cenno nella bibliografia.

BIBLIOGRAFIA

W. J. KIMMELL, *The cause and prevention of hum in receiving tubes* - Proc. I.R.E., vol. 16, p. 1089, Agosto 1928.

H. C. STEINER, *Hot cathode mercury rectifier tubes for hig power* - Proc. I.R.E., vol. 23. p. 103, Rebbraio 1935.

R. W. ARMSTRONG, *Polyphase rectification...* - Proc. I.R.E., vol. 19, p. 78, Gennaio 1931.

L. PALLAVICINO, *Alimentatori per radiotrasmettitori* - Rendiconti XLIV, Riunione A.E.I., 1940, XVIII, 206.

LA TELEVISIONE NEGLI U. S. A.

NUOVA York ha da qualche tempo la sua settima emittente televisiva costruita in poco più di un anno e dotata di una gigantesca antenna alta circa trecento metri, che s'impenna dalle scoscese rive dello Hudson di fronte a Manhattan. Al pari delle stazioni consorelle, la nuova, che appartiene ad una delle maggiori reti radiofoniche nazionali, trasmetterà dapprima soprattutto competizioni sportive, cui, in seguito, si aggiungeranno anche trasmissioni di avvenimenti pubblici, programmi istruttivi e scientifici.

E' questa l'ultima stazione della quota assegnata alla città di Nuova York dalla Commissione Federale per le Comunicazioni, che ha intanto approvato la costruzione di altre 124 emittenti, in 70 città di 34 Stati della Confederazione e sta esaminando la possibilità di approvare, nel quadro dell'attuazione di un più vasto piano di potenziamento della rete televisiva americana, l'erezione nei prossimi sette o otto anni di altre emittenti, sino a superare il numero di mille.

Motivo propulsore di questo imponente programma di sviluppo è l'enorme espansione della produzione che è riuscita a conciliare un aumento quantitativo con un miglioramento qualitativo e una riduzione dei costi degli apparecchi riceventi. Come è noto, nell'anno in corso ben due milioni ne saranno prodotti ed è ormai in vista una produzione annuale di cinque milioni. Cosicchè David Sarnoff, presidente della R.C.A., ha espresso la convinzione che per il 1953 saranno in funzione negli S.U.A. ben diciotto milioni di apparecchi riceventi, un numero tale, cioè, da consentire, con lo sviluppo della rete, la ricezione televisiva alla quasi totalità del popolo americano. Nel campo dei prezzi possono bastare alcune cifre. Mentre un anno fa gli apparecchi riceventi con quadro da 24 cm di base posti in vendita dalla R.C.A. costavano 375 dollari, oggi essi, pur essendo qualitativamente migliori, sono venduti a circa 200 dollari e quelli della Philco Co., venduti nel 1948 a 339 dollari, ne costano oggi circa 230. Apparecchi a quadro più piccolo sono venduti attualmente a prezzi inferiori a 100 dollari. Infine, data la ormai certa, se non proprio imminente introduzione della trasmissione cromatica, il C.B.S. ha realizzato un semplice dispositivo da porre in vendita a 75 dollari, col quale gli attuali apparecchi a ricezione in bianco e nero potranno ricevere anche le emissioni a colori. (2412)

RICERCA DEL SISTEMA DI TRASMISSIONE PIÙ CONVENIENTE...

(segue da pagina 125)

lante, ammettono l'impiego dell'amplificazione in classe C, ricavandone un ulteriore aumento del segnale totale. Considerando solo il metodo del caso 4°, riconosciuto sopra come il più vantaggioso, impiegando la modulazione di placca per il segnale di sincronizzazione, si ottiene l'ampiezza discriminata relativa di valore 2 per il solo segnale di immagine; l'eccedenza del picco di sincronismo sarà allora ⅔ = 0,666, il segnale totale avrà dunque l'ampiezza relativa 2,666; entrambi i segnali sono aumentati nel rapporto di 4/3 rispetto al caso 4° contemplato nella tabella, che presuppone l'amplificazione lineare.

STAZIONE COMPLETA
DI PICCOLA POTENZA PER AMATORE

di Ernesto Viganò

E' difficile poter disporre di spazio nelle case moderne, ed ancor di più se si deve discutere con la madre o la moglie che di quei « pasticci » « non capisce proprio perchè si debbano mettere in giro per la casa dove dànno solo fastidio e sporcano » e, come risultato, al povero O.M. non resta che rifugiarsi in qualche armadio. Il secondo lato considerato è quello economico. E' vero che i watt sono pochi, ma per far pratica ed in seguito per pilotare un robusto controfase di 813 è quello che ci vuole. E da ultimo il fatto che mangia poco e si potrà facilmente alimentarlo con un vibratore o un survoltore durante un Field Day o in altra occasione, e per far quattro chiacchiere locali senza far girare il contatore come un pazzo. Alla piccola potenza consiglio di ovviare con una antenna assai ben messa e possibilmente direzionale.

Il trasmettitore si compone di due pannelli, uno col trasmettitore ed il ricevitore, e l'altro con l'alimentatore del trasmettitore, tenuto apposta separato per le ragioni sopra esposte.

Vediamo un po' di esaminare come sono costituiti.

Il ricevitore è una super con le medie a 2 MHz, e la seconda rivelatrice a reazione così da avere un buon rapporto immagine ed una buona selettività, con valvole tedesche, le ottime RV12P2000, che vanno bene a tutti gli usi, e consumano assai poco, infatti il totale assorbimento del filamento è minore di 0,4 A a 12,6 V, e l'anodica raggiunge i 20 mA a 200 V, tenendo conto che viene usata anche una valvola stabilizzatrice al neon.

Il circuito è già stato esaminato su queste pagine, e non mi dilungherò nella descrizione.

Il trasmettitore è composto da una 6AC7 oscillatrice in ECO che pilota una RL12P10, che potrà dare una diecina di watt in telegrafia e la metà circa in fonia, con modulazione di suppressore. Per modulare, una 6SJ7 ed una 6C5 bastano a dare la tensione richiesta per il funzoinamento in quelle condizioni.

Questi due apparecchi sono collocati su due telai distinti, uno sopra l'altro ed aventi un solo pannello, il che rende assai compatto il montaggio, assieme ad una serie di interruttori che servono a dare le tensioni alternativamente durante i periodi di trasmissione e di ascolto.

Ed ora passiamo al montaggio.

Cominciamo dal ricevitore. Come ho accennato prima, c'è una convertitrice con oscillatore separato, una amplificatrice di media frequenza con regolatore di sensibilità, una rivelatrice in reazione ed una bassa frequenza che potrà portare sia la cuffia sia un piccolo altoparlante. Un raddrizzatore ad ossido fornisce la continua. Si sarebbe potuto rettificare la linea, ma ogni volta ci si sarebbe dovuti assicurare che la presa fosse ben messa, e cioè facendo coincidere il lato collegato al telaio colla terra, col pericolo di non poterlo fare se si collega con l'industriale, o di qualche forte scossa presa per distrazione.

Dal pannello si vede che in basso a destra è stato montato il commutatore d'onda, così da poter collocare le bobine dell'oscillatore sul lato destro, una sull'altra, e quelle di antenna sotto il variabile, per queste ultime non occorrono compensatori e nuclei di poliferro regolabili perchè è stato previsto l'uso di un piccolo variabile in parallelo al circuito di ingresso da tarare ogni volta che si desidera una sensibilità spinta.

Le due valvole sono sistemate sopra il variabile, rispettivamente sulle proprie sezioni, mentre il compensatore è subito a sinistra della manopola del variabile. Fanno seguito i comandi di sensibilità, di reazione e di volume.

L'altoparlante è bloccato sul pannello, e la lampada spia è la neon che stabilizza le tensioni di schermo e di placca dell'oscillatore.

Dietro il compensatore di alta frequenza si trova la prima media, tolta da un surplus alleato, a fianco della quale si trovano in fila la valvola di media e la rivelatrice, mentre la seconda media, uguale alla prima, è tra la valvola e il suo potenziometro, e le è stata aggiunta la bobinetta di reazione.

La finale è all'estremo sinistro del telaio, con sopra la neon affacciata ad un foro nel pannello, e l'altoparlante si trova tra la finale e la seconda media. Il trasformatore di uscita è sotto il magnete di eccitazione del dinamico. Sullo sfondo, da sinistra a destra, il trasformatore di alimentazione, i condensatori di filtro e il raddrizzatore. Sotto al telaio c'è l'impedenza di placca della seconda rivelatrice. Le tre ultime valvole si infilano nello zoccolo dal di sotto, per le prime due è stato lasciato lo spazio per poterlo fare sopra il compensatore, mentre la prima media è stata affondata di circa due centimetri e mezzo nel telaio.

Gli schizzi che allego, in attesa di poterlo fotografare, spero siano esaurienti. Le gamme sono state ristrette alle dilettantistiche, però chi desiderasse girare nell'etere a suo piacimento potrà usare uno di quei gruppi normali che vanno da 10 metri alle medie (grazie della segnalazione fattami a questo riguardo da un lettore) e le normali medie a 465 kHz, ma allora cessa lo scopo di avere un ricevitore dilettantistico. Delle bobine dò i dati approssimati, perchè ho usato una grande varietà di supporti per fare le prove, e non vi voglio fare impazzire a cercarli uguali. Ma il lavoro di messa a punto è estremamente facile. Basta infatti controllare che la reazione inneschi regolarmente, e che la griglia della rivelatrice, se toccata, dia un forte (proporzionato alla potenza della valvola di uscita!) ronzio. Poi con un oscillatore (io ho il BC221, ma uno qualsiasi andrà bene) si allinea la media a 2 MHz, curando che a reazione appena innescata il fischio di battimento sia il più simmetrico possibile. Questa operazione va fatta togliendo la valvola oscillatrice. La si rimette poi a posto e si procede al normale allineamento dei circuiti, giocando sui valori così da tenere la banda al centro della graduazione della scala. Se la costruzione è stata accurata, su 100 gradi ne devono crescere sette od otto per parte agli estremi.

La manovra è anche essa semplice, si sceglie la gamma desiderata, si cercano le stazioni con la sintonia tenendo vicino all'innesco la rivelatrice, e con la sensibilità non troppo spinta, una volta trovato il corrispondente si affina la sintonia, si corregge se ve ne è di bisogno con il compensatore, e si regola la sensibilità in modo che stazioni potenti e vicine non disinneschino la rivelatrice, se si riceve telegrafia, o non diano fastidio se si fa fonia.

Ricevitore:
R1 = 1000 ohm; *R2* = 50 kohm; *R3* = 12 kohm, 2 W; *R4* = 50 kohm; *R5-6* =1 kohm; *R7* = 5 kohm; *R8* = 800 ohm; *R9* = 50 kohm; *R10* = 30 kohm; *R11* = 25 kohm; *R12* = 0,1 Mohm; *R13* = 0,5 Mohm; *R14* = 600 ohm; *R15* = 60 kohm; *R16* = 2 Mohm; *R17* = 1000 ohm, 3 W.

C1 = 3÷20 pF, variabile; *C2-3* = 5÷25 pF, tandem variabili; *C4-5* = 3÷30 pF, ceramica; *C7* = 50.000 pF, 1000 V prova alta frequenza; *C8* = 0,5 μF, 1000 V prova; *C9* = 200 pF, mica; *C10* = 20.000 pF; *C11* = 20 μF, 25 V lavoro elettrolitico; *C12* = 2 μF, 200 V lavoro elettrolitico; *C13* = 0,5 μF, 1000 V prova; *C14* = 20.000 pF, 1500 V prova; *C15* = 16 μF, 300 V lavoro elettrolitico.

Z = 2,5 mH.

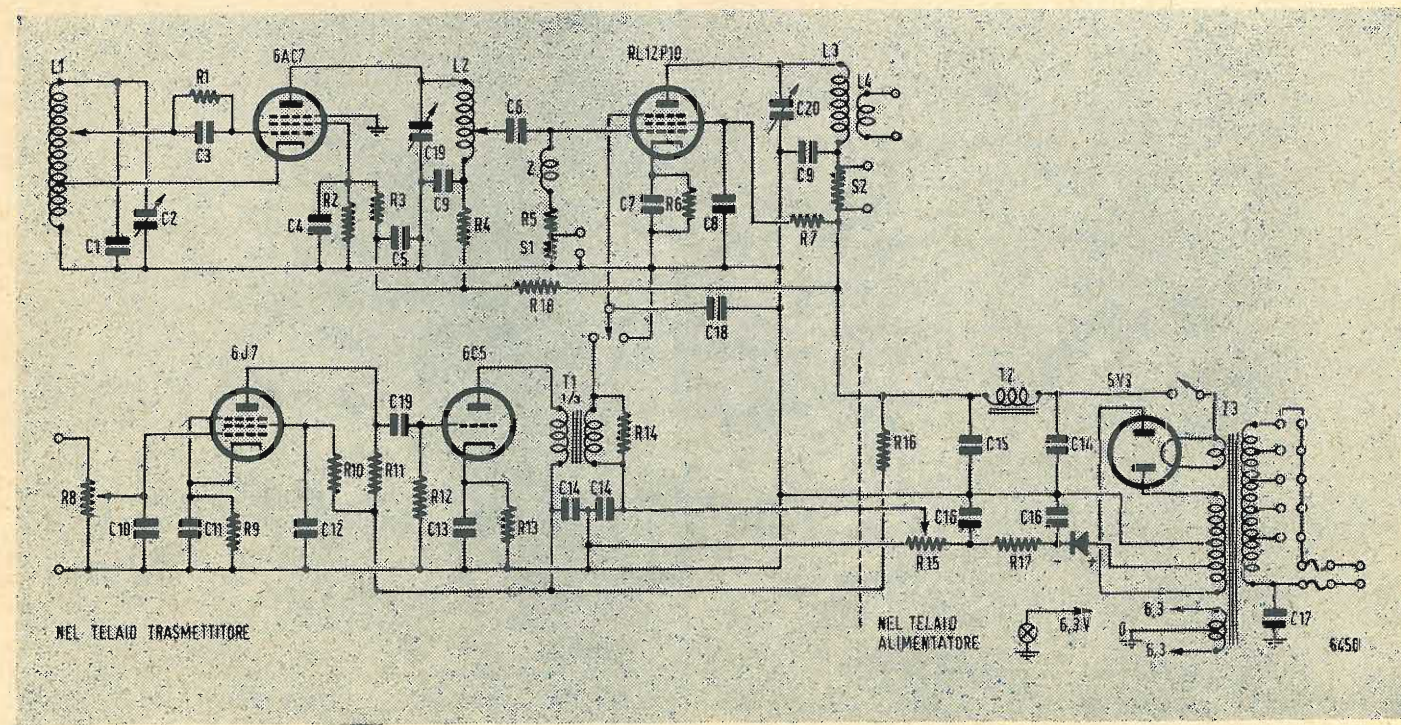
J1 = 1000 H, 10 mA.

T1 = trasformatore alimentazione: primario universale; secondario 0-12,6 V a 0,5 A e di seguito 200 V a 30 mA; *T2* = trasformatore uscita: primario 25.000 ohm, con presa a 4000 ohm di impedenza dal lato freddo; secondario 2,5 ÷10 ohm a seconda dell'altoparlante usato.

Trasmettitore:
R1 = 0,5 Mohm; *R2* = 0,3 Mohm; *R3* = 50 kohm; *R4* = 500 ohm; *R5* = 4 kohm; *R6* = 200 ohm; *R7* = 9 kohm; *R8* = 0,5 Mohm; *R9* = 1100 ohm; *R10* = 1,2 Mohm; *R11* = 0,25 Mohm; *R12* = 0,5 Mohm; *R13* = 2200 ohm; *R14* = 150 kohm; *R15* = 25 kohm, regol.; *R16* = 20 kohm; *R17* = 1 kohm; *R18* = 10 kohm.

C1 = vedi tabella bobine; *C2* = 3÷35 pF variabile; *C3* = 100 pF, mica; *C4-5* = 20.000 pF, mica; *C6* = 100 pF, mica; *C7* = 10.000 pF, mica; *C8-9* = 20.000 pF, mica; *C10* = 200 pF, mica; *C11* = 25 μF, 25 V lavoro elettrolitico; *C12* = 50.000 pF, 1500 V; *C13* = 25 μF, 25 V lavoro elettrolitico; *C14* = 8 μF, 450 V lavoro elettrolitico; *C15* = 16 μF, 450 V lavoro elettrolitico; *C16* = 16 μF, 135 V lavoro elettrolitico; *C17* = 20.000 pF, 1500 Vp; *C18* = 100 pF, mica; *C19* = 50 pF, aria, variabile; *C20* = 50 pF, aria, variabile (isol. 500 V).

Z = 2,5 mH.

T1 = trasf. BF, rapporto 1/3; *T2* = impedenza filtro, 30 H, 100 mA; *T3* = trasformatore alimentazione: primario universale, secondario 350+350 V a 100 mA con presa a 60 V; 5 V a 2 A; 6,3+6,3 V a 2 A.

La sensibilità è ottima ed il soffio almeno nelle mie prove, assai debole, anche a tutta sensibilità. Con un po' di pratica si imparerà a manovrare così da trarre dal ricevitore tutto il possibile senza forzarlo.

Potrà anche essere montato con valvole normali o miniature, ma allora si dovranno cambiare tutti i valori.

Il trasmettitore si compone di una 6AC7 oscillatrice in ECO sul tipo di quello usato nel BC221. Infatti la presa di griglia non è fatta alla estremità della bobina, ma ad un valore intermedio tale da permettere una oscillazione regolare, di non caricare la bobina stessa e di dare in placca il necessario per la valvola che segue.

Questo punto va trovato sperimentalmente, dipendendo in parte alla disposizione del circuito, infatti l'oscillatrice deve alimentare la griglia che segue ed anche annullare quel po' di rientro di radiofrequenza che inevitabilmente c'è non essendo possibile schermare completamente i circuiti.

Se il trasmettitore viene usato in fonia, non si sente il bisogno di bloccare la tensione di schermo della 6AC7 con valvole regolatrici, poichè la corrente viene assorbita in modo continuativo, mentre se si va in grafia sarà bene mettere una VR150 almeno sullo schermo, con una adatta resistenza.

Il circuito di griglia di questa valvola è accordato su frequenza metà di quello della placca, mentre la RL12P10 funziona come amplificatrice diretta. Questo per non avere potenza troppo ridotta, la valvola è ben schermata e si presta ottimamente anche sui 10 metri. Anzi, questo complesso è stato progettato più che altro per questa gamma.

La modulazione di soppressore non permette di tirar fuori tutta la potenza possibile nel caso di modulazione di placca, ma è assai economica e semplice come messa a punto. Infatti si riduce a controlare il potenziale applicato alla griglia in questione, fornito da un raddrizzatore ad ossido, e a regolare l'amplificazione fino ad avere la profondità esatta. Questo potrà essere fatto in due modi: o con un voltmetro a valvola o con i controlli di un corrispondente in un collegamento. Si provi a chiamare aumentando il volume finchè la corrente anodica cominci ad oscillare, e si torni appena un po' indietro. Così si dovrebbe essere comprensibili assai bene, e poter mettere a punto, come ho detto con l'aiuto di un collega, con maggiore accuratezza.

La RL12P10 è stata fatta proprio per essere modulata di griglia 1 o di soppressore, e quindi la caratteristica deve essere lineare. Se non si ottenesse una qualità, buona, bisognerà prendersela con il microfono o con la bassa frequenza, a proposito: attenti a schermare bene i collegamenti del modulatore per evitare fastidi. Anche il microfono (a cristallo) deve essere ben coperto.

Come disposizione dei pezzi, mi sono tenuto il più possibile simmetrico col ricevitore, infatti il variabile di griglia della 6AC7 è sopra quello di sintonia, ed i tre bottoni verso sinistra sono rispettivamente: sintonia di placca della 6AC7, volume della modulazione, placca della finale. Lo strumento è al posto dell'altoparlante ed un commutatore permette di leggere la corrente di griglia e di placca della RL12P10.

La spia è una lampada al neon da 220 V con in serie una resistenza ed in parallelo un condensatore così che si accenda a tratti richiamando l'attenzione che si è in aria, e quindi, a parte il fatto che ci sia tensione in giro, ogni parola detta viene irradiata.

Lo schermaggio tra i vari stadi deve essere assai buono, l'ho affidato a scatole di alluminio da 8/10 completamente chiuse per i primi due circuiti.

La valvola si trova nel mezzo tra le due scatole per non influenzare col calore dissipato la stabilità. Sotto al telaio uno schermo formato da una striscia di rame taglia lo zoccolo fra i piedini separando ancor meglio il circuito di griglia da quello di placca.

Lo stesso è stato fatto tra i due variabili sotto il telaio. Il potenziometro regolatore di volume è arretrato sul fondo del telaio ed è comandato da un perno prolungato di bakelite.

Le due valvole di bassa frequenza si trovano dietro la valvola oscillatrice, e sono pure schermate sopra e sotto il telaio. Due lastre di alluminio di un millimetro di spessore separano il trasmettitore dal ricevitore, e fra loro racchiudono i tre jack del microfono, del tasto (se lo si usa) e della cuffia, ed i tre interruttori, per la linea, per l'alta tensione del trasmettitore e per l'anodica del ricevitore. Per la commutazione dell'antenna è stato usato un relais che proviene da una scatola di comando di non so quale apparecchio, dovrebbe funzionare con una dozzina di volt e una piccola corrente, è stato messo in serie sulla anodica del ricevitore, convenientemente shuntato con delle resistenze per limitare la corrente, infatti scaldava un po', così ora funziona sicuramente e non forzato. E' isolato in porcellana, ed è a due poli, ottimo quindi anche per discese bilanciate o piattina da 300 ohm. Se non lo si trovasse e non si sapesse come sostituirlo, si potrà collegare un condensatore da una quindicina di picofarad tra la placca della RL12P10 e il circuito di griglia della convertitrice, e cortocircuitarlo a massa quando si va in trasmissione. Anche così può andare, a patto di non dimenticarlo nella manovra.

Ultimo avvertimento: per la taratura su una frequenza, prima accordare il circuito di griglia del VFO, sulla frequenza scelta, poi il circuito di placca della stessa valvola, verificando la massima corrente di griglia, se questa fosse troppo alta o spostare la presa sulla bobina, o spostarsi un po' dal punto di esatta sintonia, e da ultimo centrare il variabile di placca della finale, agendo sempre col trasmettitore in posizione *fonia*, col volume al minimo, perchè in questa posizione la corrente anodica può scappare meno. Tutte queste operazioni vanno fatte con la massima celerità. Il tasto è previsto sul catodo, ma anche sulla griglia schermo va bene, lascio al costruttore la scelta. La commutazione della tensione del soppressore viene fatta dal potenziometro di modulazione, ed il tasto va in ogni caso cortocircuitato.

Il complesso, una volta finito va racchiuso in una scatola di alluminio di almeno 8/10 di millimetro con dei fori per la areazione, raccomando che lo schermo tra il ricevitore ed il trasmettitore divida nettamente in due la scatola aderendo bene alle pareti.

L'alimentatore è racchiuso in una scatola analoga di proporzioni un po' più ridotte, e si compone di un trasformatore di alimentazione che fornisce i 300 V di anodica richiesti, con una presa a 60 V dal centro. Questa tensione viene raddrizzata da un rettificatore ad ossido, filtrata, e va a finire su un partitore di 15.000 ohm con una presa spostabile. Questa va regolata finchè con un voltmetro a basso consumo si legge la tensione richiesta dalla valvola. Si legge allora la corrente anodica con esattezza, si toglie il voltmetro e se la anodica varia la si riporta al valore prima letto. Così si compensa la variazione dovuta all'assorbimento dello strumento. Come controllo se si raggiunge il 100% di modulazione, basterà anche mettere un milliamperometro in serie alla alimentazione di griglia suppressore proprio vicino alla presa della resistenza nel punto segnato con la crocetta, ed aumentare il volume finchè lo strumento accenna a

Tabella bobine ricevitore

CONVERTITORE		OSCILLATORE		Gamma
Antenna	Griglia	Griglia	Catodo	
4	6 Supporto trolitul o ceramico senza ferro ∅ 12 mm.	Supporto trolitul o ceramico con poliferro ∅ 12 mm. 5	2 ÷ 3	10 m.
5	12	7	3	20 m.
10	35 Supporto come sopra con ferro	Supporto come sopra 18	4	40 m.

Bobine avvolte su una lunghezza pari a circa il diametro per le prime due gamme, a spire serrate per i 40 m, filo da 0,6 mm con doppia copertura in seta.

Tabella bobine trasmettitore

L_1	L_2	Gamma m.	L_3	L_4	C_1
24	20	40	20	4	150 fissi + 50 var.
15	9	20	9	2	100 fissi + 50 var.
10	5	10	5	1	50 fissi

Supporti e filo:

L1 = supporti da 25 mm per tutte le gamme, filo a 0,5×2 seta, spire allargate a coprire 25 mm di lunghezza i 40 e 120 m e 15 mm i dieci metri.

L2 = 40 metri: 25 mm ∅ spire serrate; 20 m: 25 mm ∅, lunghezza 18 mm; 10 m: 15 mm ∅, lunghezza 10 mm. Per tutte filo da 0,5×2 seta.

L3 = come *L2* ma con filo smaltato per i 10 e 20 m, uguale diametro.

L4 = va avvolta dal lato freddo della bobina, bene isolata e messa a punto spostandola fino ad ottenere il desiderato assor bimento. Poi bloccarla bene: filo a 0,8×2 seta.

muoversi. Questo vorrà dire sovramodulazione. Si tirerà un po' indietro, al solito, il volume e si sarà a posto.

Se si crede si può incorporare anche l'alimentatore nel pannello ponendolo sotto il ricevitore, ma così risulta un po' ingombrante e sopratutto aumenta il peso morto durante il funzionamento a batteria. A proposito: i 45 V di negativo del soppressore in tal caso potranno essere forniti da una pila tipo quelle per l'Emèrson portatile, e dovrà essere collegata col polo positivo a massa ed il negativo al filo che va alla presa sulla resistenza da 15.000 ohm che dovrà venire staccata per non caricare inutilmente la pila.

La potenza in antenna sarà di 8 W in telegrafia e di 2÷8 W in fonia.

Su 10 metri sono sufficienti per ottimi collegamenti anche DX.

Consiglio come antenna un Folded Dipole in piattina da 300 ohm od una Levy, il primo va cambiato a seconda della gamma scelta, non portando che una sola frequenza per volta, l'altra va bene su tutte e tre le gamme. Volendo si potrà aggiungere un filtro Collins così i vicini non borbotteranno.

Disposizione schematica degli elementi sul telaio del radioricevitore. Si noti la disposizione razionale e compatta.

Disposizione schematica degli elementi sul telaio del radiotrasmettitore

Disposizione schematica degli elementi sul telaio dell'alimentatore e dimensioni di ingombro (quote di massima).

LA BANDA DEI VENTI METRI

Attualmente la banda dei 20 m va da 14.000 kHz a 14.400 kHz. Con l'entrata in vigore del piano Atlantic City la gamma verrà ristretta da 14.000 a 14.350. Per quello che riguarda la suddivisione fra grafia (A1 o CW) e fonia (A3) le cose stanno così: da 14.000 a 14.150 CW, da 14.150 a 14.400 fonia. Una proposta dell'anno scorso della RSGB (l'associazione inlese degli amatori) fece peggiorare la cosa. Tale proposta era: da 14.000 a 14.100 solo CW; da 14.150 a 14.400 solo fonia.

Come risultato pratico si ebbe che da 14.100 a 14.150 non fu più possibile effettuare un buon collegamento in CW per i disturbi recati dalla fonia. La CW (specie se si tratta di segnali deboli) disturba molto poco una portante di fonia, mentre una portante fonica disturba sempre (per la sua maggior larghezza di banda) una CW; questo anche per il fatto che la portante fonia batte con l'oscillatore di nota (beat) del grafista mentre, chi ascolta in fonia, a meno che non si tratti di segnale molto forte, non ha grosse difficoltà in ricezione, poichè la emissione A1 non batte con alcun oscillatore di nota.

Così la convivenza della grafia e fonia nella parte comune della gamma si è rilevata come una compressione della banda di A1.

La porzione della banda di A2 ha una suddivisione osservata in Canadà e negli Stati Uniti. I canadesi ottennero 100 kHz in due porzioni di 50 kHz in principio ed in fine della gamma usata normalmente dagli americani. La gamma americana fonia va da 14.200 a 14.300 kHz, i canadesi quindi operano da 14.150 a 14.200 e da 14.300 a 14.350. Questa suddivisione si è resa necessaria per permettere una convivenza appena possibile per poter permettere allacciamenti con le altre parti della terra scostandosi dalle frequenze incidentalmente sovraccariche degli U.S.A. e Canadesi (non si dimentichi che i ⅔ delle stazioni d'amatore del mondo intero sono situate negli Stati Uniti e nel Canadà), cosa succederà quel giorno in cui la gamma verrà compressa a 14.350 kHz?

Tale domanda se la sono posta tutte le associazioni di amatori, in testa naturalmente la ARRL americana; ma risoluzioni e norme non se ne sono avute finora.

Recentemente il « Northen California dx club » di Oakland (California) si è fatto promotore di ravvivare in mezzo agli amatori tale discussione in maniera che i dirigenti delle varie associazioni di amatori possano portare nelle loro discussioni la voce ed i desiderata dei propri associati.

La risposta a « cosa succederà » è facilmente intuibile: nessuno vorrà rinunziare alla larghezza della porzione di banda attualmente adoperata e chi ci rimetterà sarà la CW. Qui non si tratta di una controversia fra CW e fonia, si tratta, invece di trovare una soluzione ad un problema molto importante per chi si dedica al collegamento a grande distanza (DX) su l'unica gamma dove questo è possibile in modo continuativo. Se non si viene a nessuna discussione ed accordo preventivo il giorno dell'entrata in vigore di Atlantic City le cose si metteranno pressapoco così.

I canadesi si sposteranno di 50 kHz verso le frequenze più basse (da 14.250 a 14.300) gli americani andranno (da 14.150 a 14.250) poi di nuovo la fetta canadese di 50 kHz da 14.100 a 14.150; quelli che attualmente operano da 14.100 a 14.150 si porteranno dai 14.050 ai 14.100.

Così la già esigua fetta lasciata alla CW verrebbe ad essere ancor più sacrificata.

Che cosa possiamo e dobbiamo fare?

Qui sotto riportiamo ciò che il Northen Californian DX Club consiglia:

— è molto importante che i vostri dirigenti di sezione e di Associazione conoscano il vostro punto di vista. Scrivete o parlate loro personalmente sull'argomento poichè essi desiderano udire da voi come desiderereste che essi si comportino. Sottolineate ciò che accadrebbe se essi non si adoperassero per proteggere voi e la vostra banda dei DX;

— trovatevi con i vostri amici e discutete i vostri problemi;

— parlatene ad ogni amatore quando potete di persona e durante i QSO;

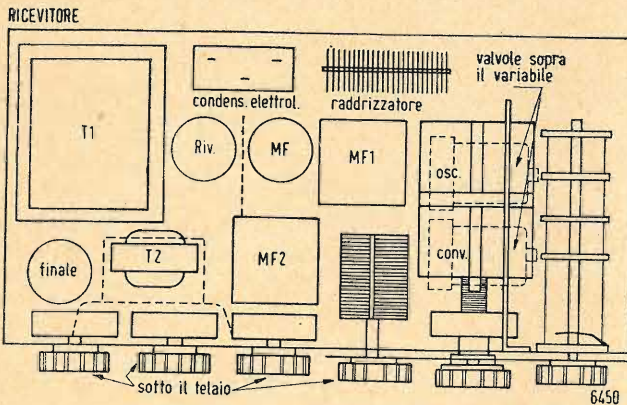
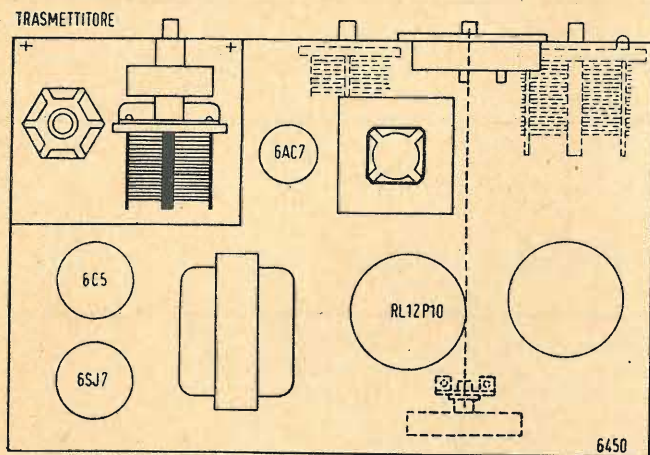
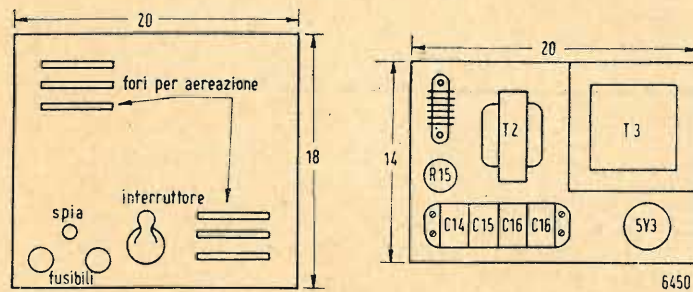
— invitate i vostri dirigenti alle vostre discussioni;

— durante i QSO con gli amatori degli altri paesi chiedete loro ciò che ne pensano e se hanno fatto sentire la loro voce alle proprie associazioni;

— e soprattutto ciò è importante: fallo oggi! Ricordati che coloro che desiderano ciò che tu vuoi sono come te occupati per tutto il giorno e quindi « datti da fare e fatti sotto ».

L'ARRL si è comportata finora secondo quanto certi dirigenti hanno riferito per la difesa della banda dei 20 metri per il suo miglior impiego il DX internazionale.

Altri dirigenti — poichè non si sono presi a cuore la cosa — sono rimasti nell'ombra e tale loro atteggiamento è stato inteso come favorevole alla situazione di cui sopra.

Per difendere i nostri interessi i meglio qualificati siamo noi e anche da queste righe rivolgiamo un appello ai nostri amatori affinchè facciano sentire il loro pensiero. [*Peppo Cannito*]

UN VOLTMETRO ELETTRONICO

per C. C. e C. A.

Mario Bottazzi

Si descrive la costruzione di un voltmetro a valvola che assomma i requisti necessari per fare di questo strumento un prezioso strumento da laboratorio, indispensabile sia per là ricerca sia per il normale lavoro di servizio radio. La realizzazione, saggiamente commentata, pone le basi per la progettazione di altri strumenti analoghi ma con caratteristiche diverse a seconda degli intenti che il progettista vuol seguire.

E' questo un voltmetro che permette le misure di tensione comprese fra 0,5 e 150 V sia in cc che in ca, in sei scale e precisamente:

1ª	0 ÷ 0,5 V
2ª	0 ÷ 1,5 V
3ª	0 ÷ 5 V
4ª	0 ÷ 15 V
5ª	0 ÷ 50 V
6ª	0 ÷ 150 V

Sono state scelte queste portate per ottenere una distribuzione uniforme delle letture.

Il complesso complende un probe per la misura di ca da 30 Hz sino a 50 MHz.

Nella progettazione di un probe il limite inferiore della frequenza è dato dal valore del condensatore d'ingresso e dalla resistenza di chiusura del diodo e questo è evidente se si tiene presente che la reattanza del condensatore per bassi valori di frequenza assumerà dei valori non più trascurabili rispetto alla resistenza di chiusura del diodo.

Il limite superiore di frequenza è invece dato dalla capacità catodo-placca del diodo e precisamente si avrà che per elevati valori di frequenza tale capacità presenterà un valore di reattanza bassa che shunterà la resistenza di chiusura del diodo. Nella realizzazione qui descritta si è posto il condensatore di accoppiamento (C1) di 10.000 pF che assieme ad una resistenza di 8 Mohm (R2) costituisce il miglior compromesso tra l'impedenza di entrata ed una bassa capacità verso massa del condensatore d'entrata.

A 30 Hz, 10.000 pF presentano una reattanza $X_c = \frac{1}{2} \pi f C =$ $= 0{,}5$ Mohm, che rispetto agli 8 Mohm di chiusura, rappresenta il 6%.

Oltre al valore di capacità il condensatore *C*1 dovrà avere un isolamento tale da far sì che il valore di 8 Mohm della resistenza sia trascurabile rispetto alla resistenza d'isolamento del condensatore, verso massa.

Si deve tenere presente che data l'irreperibilità di condensatori in « styroflex » e non potendosi usare condensatori a carta, sia per il basso isolamento, maggiormente dannoso in questo caso, dato che viene a trovarsi in serie a *R*2 agli effetti di una eventuale tensione continua presente nel circuito di misura, sia per la sensibile induttanza e pure per l'elevato angolo di perdita proprio della carta, si è fatto uso di un condensatore a mica. Il rettificatore usato è un tubo EA50 la cui reperibilità è pressochè sicura, le caratteristiche dell'EA50 sono state a suo tempo pubblicate (« *l'antenna* », XIX, n. 7-10, aprile-maggio 1947, p. 223). Le convenienze che hanno indotto al montaggio di questo rettificatore sono: piccole dimensioni con opportuna disposizione degli elettrodi e piccola capacità catodo-placca.

Al fine di poter raggiungere frequenze elevate, si potrà particolarmente curare la disposizione del circuito di entrata in modo da avere brevissimi collegamenti, tali da abbracciare una piccola superficie.

Per soddisfare ai succitati requisiti, il puntale è stato ridotto alle minime dimensioni compatibili con le esigenze meccaniche e pratiche ed è quindi stato fissato a vite su un centratore in tangendelta; il diametro del tubo è tale da soddisfare le esi-

genze relative alla schermatura del rettificatore, oltre che ad essere contenuto in limiti ragionevoli di maneggevolezza senza determinare sensibili aumenti della capacità d'ingresso del voltmetro.

Per evitare che il riscaldamento del complesso abbia a modificare, sia pur leggermente, le costanti elettriche del circuito in esso contenuto, si è praticato sul tubo un foro da 3 mm di diametro, tale da agevolare la circolazione d'aria senza minimamente diminuire la schermatura elettrostatica.

Dalla parte posteriore del « probe » esce un cavo unico a 2 conduttori, schermato e ricoperto in gomma, da cui partono rispettivamente il negativo comune dell'alimentazione dei filamenti (a 6,3 V in alternata) e il cavo portante la tensione rettificata all'ingresso del voltmetro.

L'isolamento di quest'ultimo conduttore è particolarmente importante e dovrà in ogni condizione ambientale avere una resistenza d'isolamento non inferiore ai 100 Mohm, questo conduttore è collegato dal lato del « probe » alla resistenza di disaccoppiamento *R*1 (di 8 Mohm) e al condensatore *C*2 (da 100 pF), la cui funzione è di shuntare a massa eventuali residui di RF o segnali di RF che il cavo potrebbe captare; all'altro lato il cavo termina a jack e trova il suo innesto sul pannello frontale dello strumento.

Il principio di funzionamento del voltmetro in questione è quello di un normale ponte di Weatsthone i cui quattro rami sono costituiti da quattro triodi collegati nel modo rappresentato in figura 1.

Prima di iniziare qualsiasi misura si dovrà verificare l'azzeramento del detto ponte, azzeramento che si otterrà agendo sui parametri di uno dei quattro rami.

L'equilibrio in un ponte di Weatsthone sta ad indicare l'identità dei rapporti delle resistenze che lo costituiscono; nel caso in esame le resistenze saranno costituite dalle resistenze interne delle valvole. La condizione di equilibrio si otterrà agendo sulla resistenza interna di uno dei quattro tubi usati tramite il potenziale di griglia.

La tensione presente sul cavo d'ingresso verrà a determinare uno squilibrio dell'azzeramento, squilibrio che si rivela sullo strumento che è stato tarato direttamente in volt.

E' questo il procedimento comune di qualsiasi voltmetro a ponte; la realizzazione che si descrive è stata fatta con due tubi 6SL7, che costituiscono rispettivamente i triodi *V*1, *V*2, *V*3, e *V*4.

L'alimentazione del ponte è stata eseguita con le due polarità isolate, al fine di poter riferire a massa la griglia su cui viene ad agire la tensione d'ingresso.

Beninteso che i tubi usati sono stati posti in condizioni elettriche tali da permettere la maggiore escursione, nei due sensi, lungo il tratto rettilineo della caratteristica, sempre mantenendo il tubo in condizioni di bassa dissipazione.

Altra condizione da tener presente, perchè della massima importanza, è che le valvole da usarsi siano scelte non solo come tipo, ma anche selezionate singolarmente con basse correnti di griglia, per il fatto che lavorando su resistenza di chiusura di valore elevato (8 Mohm) non abbiano a provocare una caduta di tensione elevata che si verrebbe a localizzare sulla griglia, alterando le condizioni di lavoro. I catodi delle sezioni triodo 3-4 (v. fig. 1) sono collegati al polo negativo dell'alimentatore attraverso due resistenze uguali da 100 kohm poste per determinare un forte coefficiente di controreazione che ci permetterà di applicare sulla griglia controllata alla tensione d'ingresso tensioni elevate dell'ordine di 150 V sempre verificandosi le condizioni suaccennate relative alla dissipazione e alla linearità.

Le griglie della sezione triodo 3-4 dovranno di conseguenza avere una polarizzazione positiva per portare la valvola nelle condizioni classiche di funzionamento come amplificatrice e per questo sono collegate fra di loro all'estremo positivo della resistenza del partitore *Rp*.

La seconda valvola 6SL7 ha le sezioni triodo distribuite:

1) triodo controllato dalla tensione di misura;
2) triodo usato per la regolazione del bilanciamento.

La sezione 1) ha la griglia controllo collegata direttamente al bocchettone d'ingresso (polo caldo) e è riferita a massa attraverso una resistenza di 8 Mohm che può essere la resistenza di chiusura del diodo nel caso che si usi in alternata oppure la resistenza di terminazione posta sui morsetti dell'entrata in continua.

L'alimentazione positiva dell'altro vertice del ponte è fatta sul punto di giunzione delle placche dei triodi 1-2 ed è ricavata direttamente dall'alimentatore in modo analogo al negativo.

La tensione di alimentazione che si dovrà fornire a questo circuito sarà data dalla somma delle tensioni anodiche che si vogliono localizzare sulle placche dei triodi (1-3) più la tensione massima che si vuol misurare, dato che la tensione in misura verrà a localizzarsi come tensione di controreazione sui catodi dei triodi 3-4.

Ai capi della tensione totale di alimentazione del ponte è stato posto un partitore costituito da *Rp*, Rr_1, Rr_2 (fig. 1).

Come abbiamo già visto la resistenza *Rp* è messa per la determinazione esatta della polarizzazione dei triodi 3 e 4, la resistenza Rr_2 determina la polarizzazione della sezione triodo *V*1, e viene a costituire la regolazione grossolana del bilanciamento iniziale; la resistenza Rr_1 fornisce la polarizzazione alla sezione triodo *V*2; la regolazione di questo comando fornisce il controllo fine dello zero.

L'alimentazione di questo sistema è fornita da un circuito facente uso di un tubo 6X5 con le placche in parallelo in modo da rettificare una sola semionda.

Si fa notare che per l'uso cui è adibito l'alimentatore non è richiesto un forte livellamento della tensione continua; il filtraggio realizzato è costituito dal condensatore *C*6 di 4 μF e dalla resistenza *R*34 di 10 kohm.

La tensione continua che si preleva per l'alimentazione del ponte è di 500 V con un contenuto di alternata inferiore al 2%.

Il partitore costituito dalle resistenze *R*27, 28, 29, 30, 31, 32, 33 viene a fornire il sistema di regolazione *Rp*, Rr_1, Rr_2 del circuito elettrico di principio.

I valori delle resistenze costituenti questo partitore sono legati alle tensioni di alimentazione e alle condizioni di lavoro delle valvole. Per la tensione di 500 V che si è avuta nella presente realizzazione i valori di queste resistenze sono i seguenti:

*R*27 di 0,1 Mohm - tolleranza 1%
*R*28 di 1 » » 1%
*R*29 di 47 kohm » 10%
*R*30 di 47 » » 10%
*R*31 potenziometro a filo da 20 kohm
*R*32 potenziometro a filo da 10 kohm
*R*33 di 750 kohm - tolleranza 1%.

Come strumento indicatore di zero è usato un microamperometro da 500 μA fondo scala con una resistenza interna di 736 ohm.

Dato che questo voltmetro è stato progettato per la misura di corrente continua e per valori efficaci di corrente alternata, di conseguenza per ottenere più portate sullo strumento in oggetto si è dovuto realizzare due catene di resistenze addizionali rispettivamente per le scale in c.c. e per le scale in c.a., onde ottenere una scala unica.

Queste catene di resistenze addizionali sono costituite: per la c.a. dalle resistenze *R*13÷*R*18 che dànno le seguenti portate, selezionabili con un commutatore a 6 posizioni: 0,5 - 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 V_{eff}, per la c.c. dalle consistenze *R*19÷*R*26 che forniscono le portate già viste per la c.a.

La predisposizione del voltmetro per la misura di tensioni continue o alternate viene fatta tramite un commutatore a tre posizioni, tre vie. Le posizioni di questo commutatore sono contrassegnate con C.C. per la misura di tensioni continue e A.C. per la misura di tensioni alternate. Le sezioni di questo commutatore fanno capo rispettivamente:

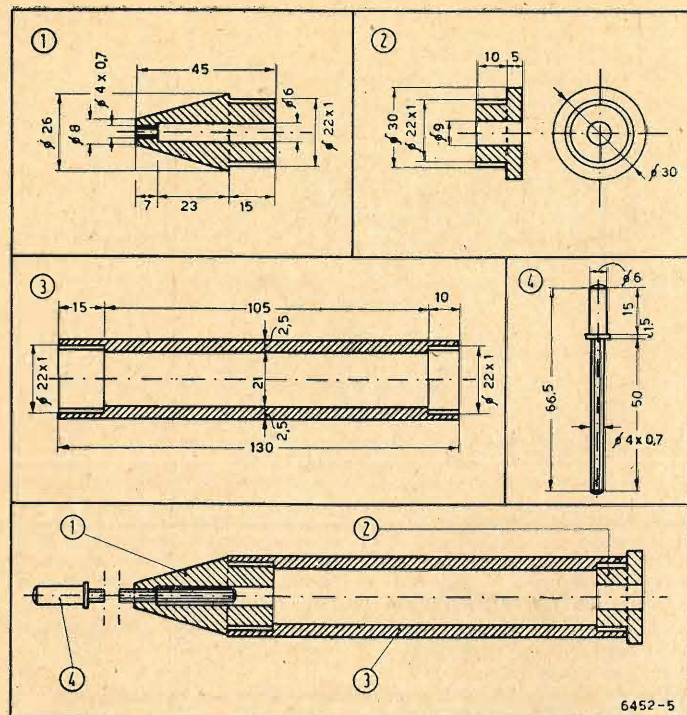
ELENCO MATERIALE USATO

6	Resistenze chimiche da	8 Mohm	- 10%	(*R*1-2-3-4-8-9)
2	Resistenze chimiche da	18 Mohm	- 10%	(*R*5-6)
1	Resistenza chimica da	0,1 Mohm	- 10%	(*R*7)
1	Resistenza chimica da	10 Mohm	- 10%	(*R*10)
1	Resistenza chimica da	1300 ohm	- 1%	(*R*11)
4	Potenziometri a filo da	2000 ohm		(*R*12-13-20-21)
1	Resistenza chimica da	11,5 kohm	- 0,5%	(*R*14)
1	Resistenza chimica da	46,1 kohm	- 0,5%	(*R*15)
1	Resistenza chimica da	133,4 kohm	- 0,5%	(*R*16)
1	Resistenza chimica da	474,4 kohm	- 0,5%	(*R*17)
1	Resistenza chimica da	1350 kohm	- 0,5%	(*R*18)
1	Resistenza chimica da	1300 ohm	- 1 %	(*R*19)
1	Resistenza chimica da	8500 ohm	- 1 %	(*R*22)
1	Resistenza chimica da	33,8 kohm	- 0,5%	(*R*23)
1	Resistenza chimica da	96,4 kohm	- 0,5%	(*R*24)
1	Resistenza chimica da	338,9 kohm	- 0,5%	(*R*25)
1	Resistenza chimica da	964,0 kohm	- 0,5%	(*R*26)
1	Resistenza chimica da	0,2 Mohm	- 1%	(*R*27)
1	Resistenza chimica da	1 Mohm	- 1%	(*R*28)
2	Resistenze chimiche da	47 kohm	- 10%	(*R*29-30)
1	Potenziometro a filo da	20 kohm		(*R*31)
1	Potenziometro a filo da	10 kohm		(*R*32)
1	Resistenza chimica da	0,75 kohm	- 1%	(*R*33)
1	Resistenza chimica da	10 kohm	- 10%	(*R*34)
1	Resistenza chimica da	0,5 kohm	- 10%	(*R*35)

* * *

3	Condensatori a mica da	10.000 pF	- 10%	(*C*1-4-5)
1	Condensatore a mica da	100 pF	- 10%	(*C*2)
2	Condensatori carta da	0,1 mF	- 10%	(*C*3-7)
1	Condensatore carta da	4 mF	- 10%	(*C*6)

* * *

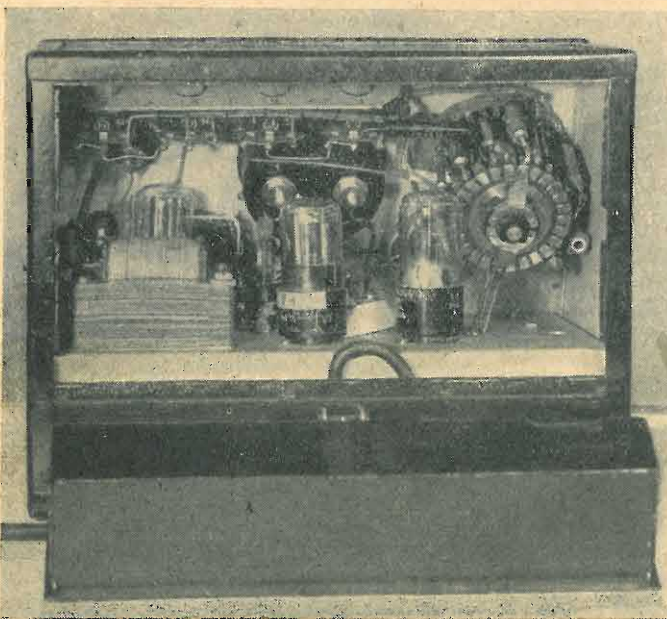
2	Valvole 6SL7/GT.	(*V*1-2)
2	Valvole EA50.	(*V*3-4)
1	Valvola 6X5/GT.	(*V*5)

a) Allo strumento M_1 e alle due terminazioni delle catene di resistenze addizionali. Dall'altro estremo le resistenze addizionali si chiudano, attraverso il commutatore di portata, all'altro vertice del ponte.

b) Alla griglia della sezione triodo *V*2 per commutare il circuito di polarizzazione di griglia e precisamente, nella posizione C.C., la griglia sarà chiusa direttamente sul cursore del potenziometro *R*31 (regolazione fine di zero).

Nella posizione A.C. il circuito di griglia si chiuderà ancora sul cursore del potenziometro *R*31, ma attraverso la resistenza *R*9 da 8 Mohm ed il parallelo costituito dal diodo *V*3 (EA50) e la resistenza *R*10 pure di 8 Mohm.

Questo gruppetto ripete nel modo identico le condizioni elettriche introdotte nelle inserzioni del « probe » ed assicura quindi le condizioni di equilibratura.

c) La terza sezione del commutatore, provvede allo scambio della griglia della sezione triodo *V*1 (triodo controllato dalla tensione in misura) dal circuito del « probe » ai morsetti di entrata per la c.c., i quali sono muniti di un commutatore a 2 posizioni 2 vie per l'inversione della polarità.

La resistenza *R*3 di 8 Mohm provvede alla chiusura nella posizione C.C. del circuito di griglia della sezione 1. Il condensatore *C*3 a carta da 0,1 μF è messo per fugare a massa eventuali tracce di tensione alternata presenti nel circuito di misura.

La resistenza *R*4 pure da 8 Mohm posta nel circuito di griglia del triodo *V*1 è posta per mantenere la stessa impedenza di terminazione che si ha nella posizione A.C.

I conensatori *C*4 e *C*5 entrambi da 10.000 pF a mica si trovano collegati direttamente sullo zoccolo in corrispondenza dei piedini delle griglie 1-2 per eliminare eventuali tracce di tensione alternata.

La disposizione meccanica seguita nella realizzazione è riprodotta nelle fotografie e nei disegni dei particolari.

UN'INTERA COMMEDIA SU DI UN DISCO DI GRAMMOFONO

La « Decca Recording Company » sta curando la registrazione fonografica di commedie complete presentate con successo sui palcoscenici di Broadway. Figura tra queste « The Cocktail Party » di T. S. Eliot, Premio Nobel 1948, la cui incisione è stata ultimata in questi giorni. Sia la Decca che altre ditte hanno in programma di incidere anche altri lavori in vista soprattutto di una utilizzazione nel campo scolastico. Il primo esperimento del genere è stato compiuto due anni fa con la registrazione di una riduzione della « Medea » di Euripide, curata da Robinson Jeffers, ed interpretata, nel ruolo della protagonista, da Judith Anderson: il disco andò a ruba. Ora è possibile incidere il testo completo di un lavoro teatrale con l'uso del disco che ha le incisioni larghe appena un terzo di quelle dei dischi normali, compie solo 33 1/3 giri al minuto anzichè i soliti 78, e dura quindi quasi un'ora. La commedia di Eliot è stata incisa su due di questi dischi di 30 centimetri di diametro della durata complessiva di 1 ora e 35 minuti con pause di 10 secondi tra i quattro atti. Nel disco è inciso anche il nome degli interpreti e del regista. (2420)

LA TELEVISIONE E L'OPERA LIRICA

Con lo sviluppo della televisione nuovi orizzonti si schiudono probabilmente in America ai destini dell'opera lirica, che potrebbe trovare nella televisione quel mezzo divulgativo e di diffusione che la musica ha avuto nella radio. Infatti, dal 1842 fino al termine della prima guerra mondiale, solo venti orchestre sinfoniche furono costituite negli Stati Uniti, mentre — con l'avvento della radio — il loro numero è salito in un trentennio a quasi 150.

Procedendo per deduzione analogica da questo esempio trascorso e relativo ad un settore che con la musica è legato da assai stretta parentela, il futuro non dovrebbe essere avaro di soddisfazioni e di successi per i cultori dell'opera lirica, grazie appunto al notevole incremento di attività che in questo campo verrà determinato dalla televisione, con l'accresciuta possibilità di moltiplicare e di decentrare le rappresentazioni operistiche.

Bisogna peraltro considerare che l'opera lirica negli Stati Uniti ha vissuto per due secoli secondo il costume europeo delle sovvenzioni statali e pubbliche; ma questo sistema ha rivelato inconvenienti e difficoltà piuttosto gravi, determinati soprattutto dalla diversità delle concezioni economiche e del modo di pensare degli americani, rispetto alle concezioni economiche e ai modi di pensare di quei paesi, dove sovrani, principi e amministratori municipali finanziavano con munificenza i grandi complessi teatrali e l'attività operistica, alla stessa stregua dei musei e delle gallerie d'arte. Per superare difficoltà di tal genere gli impresari americani hanno compiuto veri miracoli.

Attualmente, tuttavia, già si fa più insistente da parte del pubblico dello stesso « Metropolitan » di New York la richiesta di nuove forme operistiche ed è evidente che tale richiesta si accentuerà sempre più col progresso dei mezzi di diffusione — e, fra questi, la televisione in prima linea — che allargheranno a strati assai più larghi della popolazione la sfera dell'interesse artistico e critico.

Intanto un notevole successo stanno riscuotendo negli Stati Uniti le due opere in un atto di Menotti, « Il telefono » e « Il medium » le quali si possono effettivamente definire di genere nuovo perchè possono essere allestite anche da compagnie di provincia e sono di molto modeste esigenze per quanto riguarda gli elementi materiali della messa in scena; un piccolo teatro e un limitato numero di elementi orchestrali e di attori sono sufficienti alla rappresentazione di questi lavori.

Se l'attività operistica si svilupperà pertanto in quelle proporzioni che è lecito attendersi, è evidente che non ci si potrà più limitare all'infinito al vecchio repertorio e pertanto c'è da attendersi un vero e proprio mutamento completo dell'opera lirica. (2418)

rassegna della stampa

UN ESPOSIMETRO ELETTRONICO

di Gleen Southworth

Radio & Television News Dicembre 1949

Giustamente l'A. allinea la tecnica della fotografia alla tecnica della radio e questo motiva la forte schiera di dilettanti in fotografia ed in radio nel contempo.

Lo strumento che ci accingiamo a descrivere oltre che alle suindicate persone siamo certi interesserà pure chi professionalmente svolge attività in una di queste due grandi (e così ricche d'interesse) branche della tecnica moderna.

Alla realizzazione di questo esposimetro bastano pochi elementi elettrici di facile reperibilità e il costo totale di questo è all'incirca di ⅓ di un comune esposimetro reperibile in commercio ed in confronto a quest'ultimo presenta una sensibilità maggiore dalle venti alle quaranta volte, come meglio si vedrà nella descrizione che segue.

Questa sensibilità così forte permetterà altre applicazioni nel campo della fotometria, applicazioni a cui un comune esposimetro non può supplire.

Il principio su cui si fonda l'esposimetro elettronico è quello della fotoelettricità ed esso quindi consiste in una cellula fotoelettrica (a gas od a vuoto) ed in un rivelatore sensibile di tensione il cui compito è ovviamente affidato ad un voltmetro elettronico.

Il voltmetro elettronico qui descritto è fra i più semplici e quello che più conta è a debolissimo consumo di corrente, perchè per semplicità di realizzazione e per rendere lo strumento maneggevole ed indipendente è stato fatta la completa alimentazione con pile a secco.

Il voltmetro fa uso di un tubo « miniature » in c.c. e l'alimentazione si vale di una batteria da 67½ V tipo « B » (miniature) e da una pila da 1,5 V tipo torcia. Le letture sullo strumento indicatore sono essenzialmente lineari e la sensibilità del fondo scala è uguale o minore di 1 V.

L'assorbimento anodico varia da 2 a 4 milliampere e l'assorbimento dello scaldatore è di 50 mA, la vita della batteria anodica è quindi di cento ore (a funzionamento continuo) mentre la vita della batteria del riscaldatore è di otto ore.

Sempre con risultato buono possono essere usate batterie anodiche di minor tensione sino a 47,5 V.

La controcorrente per l'azzeramento dello strumento anodico è ricavata dal polo positivo della batteria di filamento cosa che permette di eliminare una batteria apposta per questo scopo.

FIG. 1. - *Schema elettrico del fotometro elettronico.*

La fotocellula indicata schematicamente nella figura 1 è di tipo 930 ad elevata sensibilità, capace di erogare circa 135 microampere per lumen e il suo impiego è comune in cinematografia e nel campo di relé luminosi. La fotocellula tipo 929 che ha una sensibilità di 50 microampere per lumen può essere usata pure in questo circuito. In applicazioni che richiedono sensibilità maggiori delle suddette si potranno montare due o più fotocellule in parallelo, non vi è per questo alcuna limitazione ed è ovvio che la sensibilità risulterà duplicata, triplicata e così via.

Questo aumento di sensibilità in ogni caso non viene ad aumentare di molto il consumo anodico.

Due altri fattori che determinano la sensibilità dello strumento sono: la resistenza di carico della fotocellula e l'effettiva pendenza del tubo del voltmetro.

Per la prima considerazione una corrente di 1 microampere attraverso una resistenza di 1 Mohm determinerà una caduta di 1 V, mentre un'uguale corrente attraverso una resistenza di 10 Mohm determinerà una caduta di 10 V.

Assumendo una pendenza di 1000 Mohm, ovvero 1 mA/V si potrà ottenere una amplificazione di corrente di 10.000.

Aumentando il valore del carico al di sopra di 10 Mohm si ha un aumento di sensibilità ma si viene ad introdurre instabilità al circuito dovuta a variazioni di correnti di griglia e a variazioni di resistenza a causa della polvere e dell'umidità.

La relazione fra guadagno e resistenza di carico può essere presa come base per una commutazione di sensibilità per differenti valori di luminosità da misurarsi, nello schema di figura 1 è indicata la commutazione di due resistenze di carico della fotocellula e precisamente 10 Mohm e 1 Mohm di modo che si viene ad avere una scala a massima sensibilità ed una scala a sensibilità ridotta ad 1/10 della massima.

Nel caso interessi la misura di forti luminosità la diminuzione di sensibilità sarà meglio venga ottenuta tenendo una resistenza di carico della fotocellula di elevato valore e da questa prelevare con un partitore la tensione necessaria ad evitare che correnti troppo elevate attraversino la fotocellula. Meno conveniente ma attuabile può essere anche l'applicazione di filtri di attenuazione in precedenza tarati, questo eviterà di portare la fotocellula in saturazione. Questo esposimetro volendo può essere realizzato con tubi « subminiature » (quali quelli in uso sugli otofoni) e usando cellule fotoelettriche di tipo miniature quale la fotocellula 934.

La realizzazione meccanica è assai semplice e seguendo i dati tracciati nello schema elettrico l'A. assicura una buona riuscita anche se il montatore è un fotografo. E' consigliato l'uso di uno strumento a 200 microampere fondo scolo ma non disponendo di questo si potrà usare convenientemente uno strumento da 1 mA fondo scala.

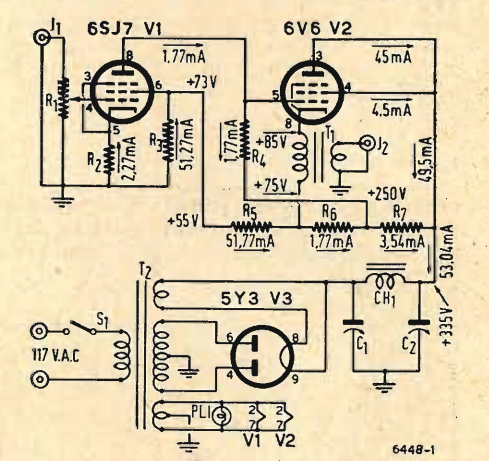
Nel caso che la fotocellula sia collegata al complesso tramite un cavo assai lungo quest'ultimo dovrà essere schermato e lo schermo collegato a massa per evitare che questo cavo abbia a captare rumori ambientali che potrebbero disturbare la misura.

La taratura di questo esposimetro sarà facile a farsi disponendo di un comune esposimetro tarato il quale darà i valori per le basse sensibilità, i valori tarati per sensibilità elevate saranno ottenuti facendo il rapporto della scala elettrica usata.

Oltre che nel campo della fotometria questo apparecchio può trovare vaste applicazioni nel ramo dei telecomandi e dei relé ottici. (RB).

Amplificatore ad accoppiamento diretto e con uscita catodiea.

Radio & Television News Novembre 1949

L'A. descrive un originale amplificatore a due stadi che accoppia ai pregi dell'accoppiamento diretto, quelli dell'uscita catodica. Mentre l'accoppiamento diretto elimina le caratteristiche indesiderabili inerenti all'accoppiamento a RC, quali il corto circuito per i segnali deboli ed il bloccaggio di griglia per i segnali forti e permette inoltre il passaggio delle frequenze più basse, grazie alla mancanza di attenuazione dovuta alla costante di tempo di ingresso; l'uscita catodica migliora la risposta alle basse ed alte frequenze, elimina gli eventuali picchi sia del trasformatore d'uscita che dell'altoparlante, grazie al 100% di reazione negativa introdotta, per cui anche la distorsione armonica è molto bassa.

*R*1 = 0,25 Mohm, potenziometro logaritmico;
*R*2 = 560 ohm, ½ W, resistenza chimica;
*R*3 = 1000 ohm, 10 W, resistenza a filo;
*R*4 - *R*6 = 0,1 Mohm, ½ W, resist. chimica;
*R*5 = 355 ohm, 10 W, resist. a filo;
*R*7 = 24 kohm, ½ W, resist. chimica.
*C*1 - *C*2 = 20 uF, 450 V, cond. elettrolitico;
*T*1 = Trasf. uscita; *Z* primario: 5000 ohm; *R* primario 250 ohm;
*T*2 = Trasf. di alimentazione: 350-0-350 V, 60 mA; 6,3 V, 4,5 A; 5 V, 3 A;
*CH*1 = Impedenza filtro, 12 H, 60 mA.
*J*1 - *J*2 = Jack d'inserzione.
*PL*1 = lampada spia a 6,3 V.
*S*1 = Interruttore.
*V*2 = 6V6 G - GT.
*V*1 = 6J7 G - GT.

Le valvole scelte sono: la 6V6 per la bassa distorsione armonica e la 6J7 per il suo alto guadagno rispetto alla sua bassa distorsione.

Il trasformatore di alimentazione è un normale 350+350 V — 60 mA (la corrente richiesta è di 53 mA). Sulla impedenza di filtro cadono 15 V, 250 V sono applicati fra placca e catodo della 6V6. Come si può vedere dalle notazioni fatte sullo schema

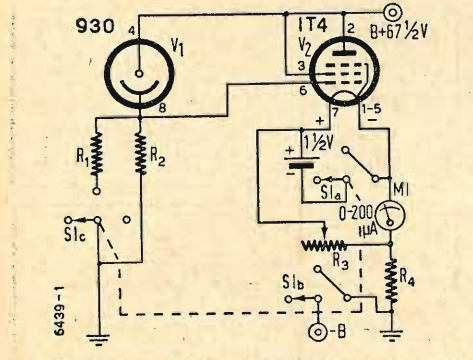



fig. 1, il catodo della 6V6 è alla tensione di 85 V che sono dati dai 73 V a cui è collegato il primario del trasformatore d'uscita più i 12 V di caduta sul primario di detto trasformatore. Poichè la placca della 6J7 è a 73 V ed è collegata direttamente alla griglia della 6V6, questa griglia ha quindi in effetti la tensione negativa differenza 83-73 = 12 V.

La valvola 6J7 con 73 V di placca e 55 V di griglia schermo ha un'amplificazione in tensione di 115 col 0,8% di distorsione totale; il che vuol dire che con un segnale in ingresso di 0,1 V alla griglia della 6J7, si ottengono 11,5 V disponibili alla griglia della 6V6 che sono più che sufficienti per pilotarla in pieno.

L'uscita dell'amplificatore è di circa 4,5 watt, potenza più che sufficiente per audizioni in famiglia, a condizione di usare uno o più altoparlanti di buon rendimento, infatti è noto che per questo scopo è generalmente sufficiente circa 1 W e la maggiore potenza che si ha a disposizione è solamente per sopperire ai picchi che si hanno nei passaggi di alcune composizioni di musica classica.

La sensibilità dell'amplificatore che per la massima potenza di uscita è di circa 0,1 V e più che sufficiente sia per l'uso di un pik-up del tipo a cristallo di alta qualità, sia per un normale pik-up magnetodinamico che sia munito del suo traslatore d'uscita. Per l'uso di un microfono è necessario un preamplificatore. In questo caso particolare cura deve essere posta nello schermaggio di quest'ultimo per evitare ronzio.

L'amplificatore non prevede la regolazione del tono che può essere del resto applicato senza particolari difficoltà.

E' indispensabile che il primario del trasformatore d'uscita, inserito nel circuito di catodo delle 6V6, abbia una resistenza di circa 250 ohm, e ciò perchè su di esso si produce la caduta di tensione che servirà per la polarizzazione di griglia. L'impedenza primaria di questo trasformatore sarà di 5000-6000 ohm e cioè eguale all'impedenza di carico consigliata per la 6V6 nel caso che il trasformatore sia messo nel circuito anodico della 6V6.

L'A. assicura che nessuna difficoltà si oppone alla realizzazione e alla messa a punto di questo amplificatore a condizione di rispettare i valori delle tensioni indicate nello schema e di usare del materiale di ottima qualità.

segnalazione brevetti

Indicatore radiofonico a globo geografico.
BALESTRIERI Gerardo a Milano (3-255).

Condensatore elettrolitico con terminali di metallo pellicolare.
CARBONI Ruggero a Milano (3-256).

Radio quadro, portante in primo piano un quadro qualsiasi, figura, paesaggio e altro, con possibilità di ricambio di immagini in sintonia con le trasmissioni.
AGODI Mario a Bologna (4-392).

Traslatore per il collegamento di stazioni radiotelefoniche mobili con reti telefoniche automatiche urbane.
BANCALE Antonio a Roma (4-393).

Metodo e mezzi per propagare onde radio attraverso passaggi obbligati naturali od artificiali.
BENDIX Aviation Corporation a South Bend Indiana (S.U.A.) (5-531).

Antenna di lunghezza variabile per radio-apparecchi, comandabile a mezzo di motorino elettrico.
BOGHI Primo a Roma (5-531).

Procedimento per la preparazione di anodi atti alla confezione di condensatori elettrolitici.
CAVALIERI DUCATI Adriano a Milano (5-532).

Perfezionamenti ai sistemi di antenne a dipolo.
INTERNATIONAL Standard Electric Corporation a New York (S. U. A.) (5-533).

Sistema di trasmissione per televisione.
LA STESSA (5-533).

Perfezionamenti relativi ai sistemi discriminatori di impulsi, specialmente per sincronizzare le linee ed il quadro in sistemi televisivi.
LA STESSA (5-534).

Perfezionamenti alle antenne per radiocomunicazioni.
LA STESSA (5-534).

Disposizione per trasmettere segnali elettrici specialmente per televisione.
LA STESSA (5-535).

Dispositivo comprendente un tubo a raggi elettronici munito di mezzi di deviazione del fascio.
PHILIPS Gloeilampenfabrieken N. V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (5-537).

Dispositivo per la ricezione e la rivelazione di oscillazioni modulate in frequenza.
LA STESSA (5-537).

Ricevitore per impianti indicatori di posizione a impulsi radio.
RADIO Corporation of America a New York (S.U.A.) (5-537).

Scaricatore elettrico, specialmente adatto per antenne radioriceventi.
SALA Giovanni a Bologna (5-537).

CESSIONE DI BREVETTO

Il Signor SOLUS TEORANTA di Corke Abbey Bray (Contea di Dublino) avendo ottenuto il seguente Brevetto d'Invenzione Italiano:

« N. 394.838 del 7 genn. 1942 per "Sistema e mezzi per indicare o registrare correnti elettriche" »

offre agli industriali il detto Brevetto o in vendita o mediante licenza di fabbricazione.

L'Ufficio Tecnico Ing. A. MANNUCCI = **Brevetti d'Invenzione e Marchi d'Impresa** - in Firenze, Via della Scala, 4, può fornire agli interessati schiarimenti tecnici, nonchè gli indirizzi dei titolari.

Fiori d'arancio

RANZANI GIANNA
LODOVICO KREBS

Sposi il 15 - 5 - 1950

piccoli annunci

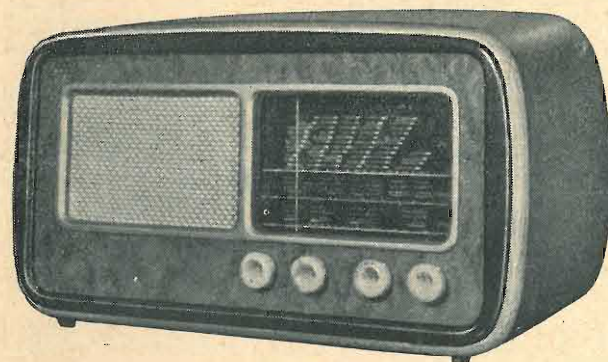
ACQUISTEREI numeri arretrati « Antenna » o annate complete, anteriori al 1938. Guarino-Laurana 6, Milano.

DILETTANTE discreta pratica offresi ore serali lavori radio, pretese esigue. Gagliardo Renato, Fermoposta, Milano.

L'apparecchio per tutti

Supereterodina a 5 valvole e 3 campi d'onda:
1 medie da 570 a 187 m ca
2 corte da 52 a 19 m »
da 21 a 11,5 m »

Altoparlante magneto-dinamico con magnete permanente in Ticonal, di elevatissimo rendimento acustico.
Potenza indistorta d'uscita: 4 Watt circa.
Condensatore variabile in due sezioni montato su sfere.
Regolatore di tono e di volume con comandi separati e commutatore d'onda sul pannello frontale.
Ampia scala parlante di facilissima lettura.
Alimentazione in corrente alternata: trasformatore con cambio tensione universale, accensione filamento valvole a 6,3 V.
Presa fonografica.
Elegante mobile in noce e radica.
Dimensioni: cm. 55 x 31 x 24.
Peso senza imballo: Kg. 7,300 ca.

SIEMENS
RADIO

SIEMENS 530 B

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI
29 VIA FABIO FILZI - MILANO - TEL. 69.92 (13 LINEE)
FIRENZE - GENOVA - PADOVA - PADOVA - ROMA - TORINO - TRIESTE

RESISTENZE CHIMICHE

Ufficio vendita: MILANO - Via Archimede, 3 - Telefono 53.176

Voltmetro a valvola

AESSE

Via RUGABELLA 9 - Tel. 18276-156334

MILANO

Apparecchi e Strumenti
Scientifici ed Elettrici

- *Ponti per misure RCL*
  Ponti per elettrolitici
  Ponti per capacità interelettrodiche
  Oscillatori RC speciali
  Campioni secondari di frequenza
  Voltmetri a valvola
  Teraohmmetri
  Condensatori a decadi
  Potenziometri di precisione
  Wattmetri per misure d'uscita, ecc.
  — **METROHM A.G. Herisau (Svizzera)** —
- *Q - metri*
  Ondametri
  — **FERISOL Parigi (Francia)** —
- *Oscillografi a raggi catodici*
  Commutatori elettronici, ecc.
  — **RIBET & DESJARDINS Montrouge (Francia)** —
- *Eterodine*
  Oscillatori campione AF
  Provavalvole, ecc.
  Analizzatori di BF
  — **METRIX Annecy (Francia)** —

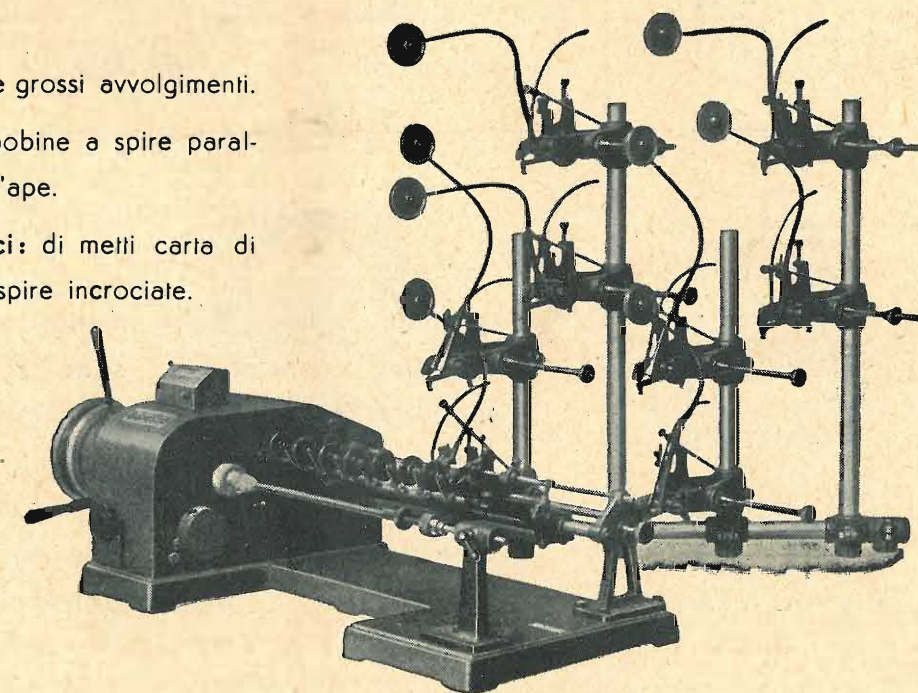
Macchine bobinatrici per industria elettrica

Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

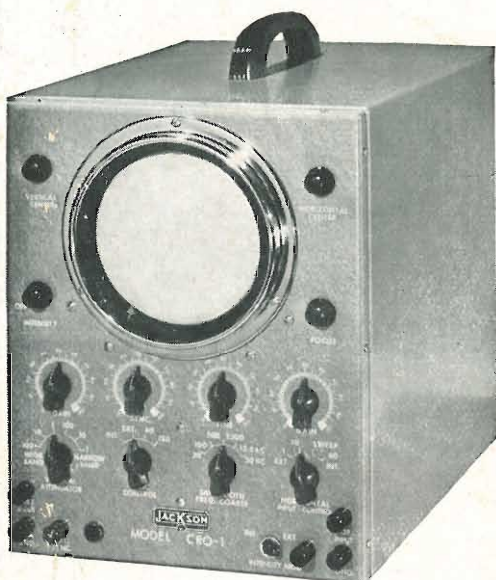
Contagiri

BREVETTI E
COSTRUZIONI NAZIONALI

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Sacchi N. 3 - Telefono 13-426

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

THE JACKSON ELECTRICAL INSTRUMENT CO.

DAYTON, OHIO, U.S.A.

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI MOD. CRO-1

Caratteristiche essenziali: Questo nuovo oscillografo a raggi catodici completa brillantemente la serie degli equipaggiamenti Jackson per le misure di laboratorio e di produzione. Di grande facilità di impiego, esso permette misure di grandezze alternative in un campo che si estende da 20 Hz a 4.000.000 Hz con una sensibilità voltmetrica che non ha riscontro in apparecchi del genere. Particolarmente progettato per il controllo delle apparecchiature di televisione e di F.M., esso può dirsi veramente l'apparecchio completo per tutte le misure oscillografiche nel campo radio ed elettrico.

Particolarità costruttive: Diametro utile dello schermo fluorescente: 5". Comandi: Fuoco - Intensità - Centraggio orizzontale - Centraggio verticale - Amplificazione orizzontale - Amplificazione verticale - Commutatore di frequenza a 5 scatti - Regolatore di frequenza a variazione continua. Sensibilità voltmetrica: 0,7 mV/mm. per l'amplificatore verticale, 22 mV/mm. per l'amplificatore orizzontale. Impedenza di entrata: Amplificatore verticale, entrata bilanciata, 6 Megaohm con capacità in parallelo di 11 pF entrata non bilanciata, 3 Megaohm con capacità in parallelo di 22 pF. Amplificatore orizzontale: 1,5 Megaohm. Linearità: sull'amplificatore verticale responso lineare 1,5 dB tra 20 e 4.000.000 Hz. Base tempi: da 20 Hz a 50 Khz in 5 scatti.

OSCILLATORE PER F.M. E TELEVISIONE MOD. TVG-1

Caratteristiche essenziali: L'oscillatore TVG-1 è un apparecchio completo per l'allineamento visuale di tutti gli apparecchi televisivi e F.M., in unione con un normale oscillografo a raggi catodici. Oltre al generatore di frequenza comprende un apposito generatore « marcatore » ed un oscillatore a cristallo incorporati.

Particolarità costruttive: Frequenza base: In tre comode gamme suddivise come segue: da 2 a 12 MC; da 12 a 108 MC; da 174 a 216 MC, tutte su fondamentale. Sul vasto quadrante della scala i canali di televisione e F.M. sono chiaramente indicati.
Fluttuazione di frequenza: regolabile tra 100 KC e 12 MC: la grande ampiezza permette il riallineamento di circuiti fortemente disintonizzati.
Oscillatore marcatore: Fornisce un picco visuale sullo schermo dell'oscillografo per ogni frequenza fondamentale da 4 a 42 MC e, su armoniche, fino a 168 MC. Le tre gamme dell'oscillatore sono così suddivise: da 4 a 8 MC; da 10 a 20 MC; da 20 a 42 MC (armoniche da 40 a 168).
Modulazione a 400 Hz: è prevista per l'allineamento acustico dei canali di televisione e F.M., con possibilità di esclusione nell'allineamento con strumento di uscita.
Uscita R.F.: controllabile con moltiplicatore a scatti e variatore continuo; l'impedenza di uscita sulle diverse gamme è compresa tra 10 e 30 ohm.
Schermatura: la perfetta schermatura e la ben studiata disposizione delle varie parti evitano ogni irradiazione e instabilità.
Valvole impiegate: 3-6J6, 2-6C4, 1-6AK6, 1-6X4, 1-0A2.
Comandi: Interruttore generale - Commutatore inserito-escluso dell'oscillatore di fluttuazione - Commutatore di gamma dello stesso - Moltiplicatore uscita RF. - Controllo di ampiezza fluttuazione - Commutatore inserito-escluso del marcatore - Commutatore di gamma dello stesso - Interruttore del modulatore B.F. - Controllo di uscita del generatore marcatore - Controllo di fase oscillografo.

OSCILLATORE UNIVERSALE MOD. 641-A

Caratteristiche essenziali: Oscillatore veramente universale che permette di ottenere qualunque frequenza nel campo da 100 a 10.000 Hz per la B.F., da 100 a 120.000 Kc per la A.M. e da 100 a 160.000 Kc per la F.M.

Particolarità costruttive: Percentuale della modulazione di ampiezza variabile con continuità da 0 all'80 %. Modulazione a frequenza acustica: un apposito oscillatore RC incorporato permette la modulazione a frequenza acustica sia del segnale AM che di quello FM a frequenza variabile con continuità da 100 a 10.000 Hz in due gamme. Il segnale B.F. può essere inoltre usato direttamente per prove su apparecchiature elettro acustiche. Misura del segnale di uscita: viene effettuata direttamente su uno strumento a R.F. di alta classe, strumento che non richiede peraltro nessun fastidioso aggiustamento. Impedenza di uscita: costante su ogni gamma, e precisamente di 30 ohm. Questa particolarità, dovuta alla notevole potenza di uscita in unione con un perfetto studio dell'attenuatore, si riscontra soltanto su apparecchi di costo enormemente maggiore. Schermaggio: lo schermaggio multiplo dei componenti a R.F. e filtri appositamente predisposti evitano ogni irradiamento e perdita.
Modulazione di ampiezza: da 100 KC a 120 MC in otto gamme: precisione di taratura 0,5-1 % su tutte le gamme. Modulazione B.F. variabile da 100 a 10.000 Hz in frequenza e da 0 a 80 % in percentuale; possibilità di eventuale modulazione esterna a frequenza industriale.
Uscita: regolabile tra 0 e 1.000.000 microvolt.
Modulazione di frequenza: da 100 KC a 160 MC. Fluttuazione di frequenza: sulla gamma stretta da 0 a 40 KC con oscillatore fisso a 1000 KC; sulla gamma larga da 0 a 800 KC con oscillatore fisso a 40 MC. Modulazione B.F. come per la A.M. Modulazione B.F.: variabile tra 100 e 10.000 Hz.

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI:

LARIR Soc. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 55.671 - 58.07.62